VISIT…

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

СРЕДСТВА И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ
(общий курс)

Под редакцией Е. Г. Шрамкова

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов энергетических и электротехнических специальностей втузов

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ВЫСШАЯ ШКОЛА»
Москва — 1972

6П2.1.083
Э45
ЭДК 537.7

К. П. Дьяченко, [Д. И. Зорин], П. В. Новицкий, Г. Н. Новопашенный, Л. А. Островский, П. Д. Пресняков, С. А. Спектор, [М. М. Фетисов], Е. Г. Шрамков

Электрические измерения. Средства и методы измерений (общий курс). Под ред. Е. Г. Шрамкова. Учеб. пособие для втузов. М., «Высш. школа», 1972.

520 с. с илл.

На оборот тит. л. авт.: К. П. Дьяченко, [Д. И. Зорин], П. В. Новицкий [и др.].

В учебном пособии описываются средства и методы измерений электрических и неэлектрических величин; достаточно широко освещается вопрос об измерительных преобразователях для измерения электрических, магнитных и неэлектрических величин; излагаются основные свойства средств измерений, погрешности измерений. В книге рассмотрены современные средства измерений: цифровые приборы, информационно-измерительные системы и т. д.

Предназначается для студентов энергетических и электротехнических специальностей втузов. Может быть полезно инженерно-техническим работникам, занимающимся вопросами измерений и измерительной техникой

3—3—10
91—72

6П2.1.08

Рецензенты:

Кафедра информационно-измерительной техники Киевского политехнического института.

Докт. техн. наук, проф. Мелик-Шахназаров А. М.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Измерительная техника, в том числе и электроизмерительная, как наиболее универсальная по своим возможностям, за последние годы претерпела существенные качественные изменения. Возникли новые виды средств измерений: измерительные преобразователи, основанные на самых различных физических явлениях и осуществляющие преобразование практически любых физических величин в электрические сигналы, в том числе дискретные; цифровые средства измерений — приборы с цифровым отсчетом и регистрацией; автоматические информационно-измерительные системы, позволяющие производить измерения многих величин в большом числе пунктов с логическими устройствами для обработки результатов измерений, и др. Для измерений широко используется электронная, полупроводниковая, импульсная техника. Расширились области применения электрических методов для измерений различных неэлектрических величин. Значительно возросли требования в отношении диапазонов измеряемых величин, точности измерений, условий измерений (высокие и низкие температуры, вибрации, ускорения и др.) на Земле, в космическом пространстве, в глубинах океана. Наряду с величинами детерминированными требуется измерять также величины, характеризующие случайные процессы.

Настоящая книга написана как пособие по курсу «Электрические измерения», изучаемому студентами электрических и энергетических специальностей высших учебных заведений. В данном учебном пособии, в отличие от аналогичных изданных книг, сделана попытка расширить разделы, относящиеся к измерениям неэлектрических величин. Это, при ограниченном объеме настоящей книги, потребовало сокращения материала по измерениям электрических величин.

Относительно большое место в данном пособии уделено основным сведениям об измерении и средствах измерений (в первую очередь измерительным преобразователям, являющимся основой всех средств измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин). Авторы книги полагают, что изучение этого материала будет способствовать расширению представлений о возможностях электроизмерительной техники, а полученные конкретные знания облегчат решение практических измерительных задач и в тех случаях, когда имеющиеся готовые средства измерений, выпускаемые промышленностью, не могут быть использованы.

Описание важнейших средств измерений и их исследований, а также рассмотрение общих вопросов по постановке и проведению экспериментов будут даны в следующей книге.

Учебное пособие написано авторским коллективом сотрудников кафедры информационно-измерительной техники Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, в который вошли К. П. Дьяченко, Д. И. Зорин, П. В. Новицкий, Г. Н. Новопашенный, Л. А. Островский, П. Д. Пресняков, С. А. Спектор, М. М. Фетисов, Е. Г. Шрамков. В написании отдельных разделов и параграфов книги приняли участие сотрудники той же кафедры: В. С. Гутников, И. А. Зограф, И. И. Иванова, В. Г. Кнорринг, Е. С. Левшина, И. В. Щеголева.

Авторы глубоко признательны докт. техн. наук, проф. А. М. Мелик-Шахназарову, докт. техн. наук, проф. П. П. Орнатскому и сотрудникам руководимых ими кафедр за большой труд по рецензированию рукописи и ценные замечания.

Авторы считают приятным долгом выразить также благодарность докторам технических наук Д. К. Коллерову, К. П. Широкову, С. В. Горбацевичу и кандидатам технических наук Е. Ф. Долинскому, Я. М. Цейтлину, Н. Б. Докукиной, ознакомившимся с отдельными разделами рукописи книги и сделавшим ряд существенных замечаний.

Авторы будут признательны всем лицам, которые найдут возможным высказать свои замечания, а также пожелания по улучшению данного пособия, направив их по адресу: *Москва, К-51, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа»*.

Глава I

ВВЕДЕНИЕ В ИЗМЕРИТЕЛЬНУЮ ТЕХНИКУ

§ 1.1. Научное и техническое содержание электроизмерительной техники

В науке, технике и повседневной жизни при исследовании и описании явлений, процессов, а также свойств и характеристик физических тел используют различные физические величины — длину, массу время, электрический ток и др.

Отличие этих величин друг от друга, определяемое различными свойствами явлений и тел, отражает лишь одну их сторону — качественную. Понятие же физической величины включает и другую сторону — количественную, являющуюся индивидуальной для каждого объекта и оцениваемую числовым выражением величины, которое будем называть значением величины. Последнее дает возможность сопоставлять, сравнивать величины и производить математические операции. Само значение величины получают, выполняя измерение. Таким образом, для измерения характерно, прежде всего, получение количественной информации об измеряемой величине или так называемой измерительной информации.

Количественная оценка измеряемой величины должна удовлетворять двум требованиям. Во-первых, в результате измерения требуется получить не просто число, а число именованное, т. е. в определенных единицах, общепринятых для данной величины (например сила электрического тока равна пяти амперам). Это требование диктуется теми соображениями, что результаты измерений должны допускать сравнение и соответствующую однозначную интерпретацию независимо от того, кем (каким наблюдателем) или чем (каким автоматически действующим измерительным устройством) произведено измерение. Во-вторых, результат измерения должен содержать оценку точности полученного значения измеряемой величины.

Характерной чертой измерения является также и то, что этот процесс обязательно предусматривает тот или иной простой или сложный физический эксперимент. Количественная информация о величине не может быть получена только путем одних теоретических расчетов. Так, если значения отдельных величин получают расчетным путем, то используемые в этих случаях расчетные формулы обязательно долж-

ны содержать значения других величин, определяемых экспериментально (см. § 2.1).

В соответствии с изложенным, **измерением** называют совокупность экспериментальных (и в некоторых случаях вычислительных) операций, имеющих целью получение значения физической величины. Однако данное определение характеризует измерительный процесс с принципиальных позиций и не раскрывает в достаточной мере технической сущности измерения, имея в виду современное состояние данной отрасли техники.

Для проведения измерения необходимы, естественно, средства измерений, с помощью которых осуществляется измерительный процесс, а также способ или метод измерения, характеризуемый физическим явлением, используемым при измерении в зависимости от применяемых средств измерений.

Таким образом, измерение охватывает следующие основные элементы: измеряемые величины; условия измерений; единицы физических величин; средства измерений; методы измерений; наблюдателя или какие-либо технические устройства восприятия и использования значения измеряемой величины; результат измерения.

Таково содержание измерений как науки и отрасли техники независимо от того, на каких физических принципах построены средства измерений и какого рода величины являются объектом измерений.

В данной книге рассматриваются электрические измерения, т. е. измерения, использующие электромагнитные явления и соответствующие средства и методы для измерений любых физических величин — как электрических, так и различных неэлектрических величин (длина, давление, температура и др.).

Измеряемые величины. Не рассматривая все существующие физические величины в их разных аспектах, ограничимся лишь теми признаками, которые представляют собой наибольший интерес с точки зрения получения измерительной информации о величинах. Отметим, прежде всего, что в данной книге рассматриваются вопросы измерений детерминированных величин и не затрагиваются вопросы, связанные с измерениями статистических характеристик случайных процессов.

Различают непрерывные по значению величины и дискретные. Первые характеризуются тем, что в заданном диапазоне их изменения они могут иметь бесконечное число значений. На рис. 1.1, *а* эта величина представлена графически в виде непрерывной линии в диапазоне от значения, равного нулю, до некоторого значения X. Дискретная же по значению величина в заданном диапазоне изменения имеет ограниченное число значений (уровней), причем любое последующее значение отличается от предыдущего на одно и то же значение ΔX (рис. 1.1, *б*).

На практике чаще всего приходится измерять непрерывные по значению величины, рассматривая их в макроскопическом аспекте.

Непрерывная по значению величина может изменяться во времени либо непрерывно, либо дискретно (например кратковременные импульсы напряжения, следующие последовательно один за другим). На

рис. 1.1, *в* изображено непрерывное изменение величины X в зависимости от времени t в виде некоторой непрерывной кривой $X(t)$, а на рис. 1.1, *г* приведен ряд дискретных во времени значений величины X.

В измерительной технике применяют также термин «аналоговая величина»: это величина, представляющая собой подобие другой величины или, иначе, отображающая другую величину. И если первая (основная) величина изменяется непрерывно, то и аналоговая величина также будет изменяться непрерывно. Например, в амперметре перемещение указателя по шкале является величиной аналоговой по отношению к силе тока, рассматриваемой в качестве непрерывной величины. По этому признаку подобного рода измерительные приборы получили название аналоговых, в отличие от цифровых приборов, которые выдают измерительную информацию в дискретной форме — в виде чисел. В цифровых приборах широко используют преобразования непрерывных во времени величин в дискретные по значению (уровню), а также обратные преобразования (см. гл. XXVI).

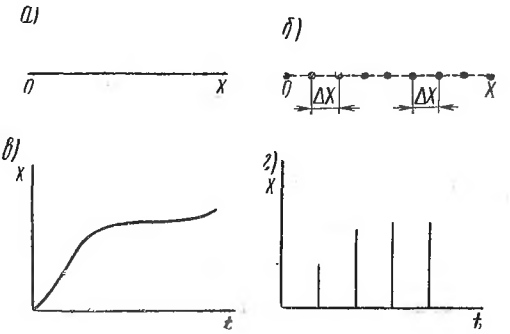


Рис. 1.1

При измерениях важно знать род величины: электрическая, магнитная или неэлектрическая.

Электрические и магнитные величины целесообразно разделить на две группы: энергетические, характеризующие приемник или генератор с энергетической стороны, и параметрические, характеризующие электрические и магнитные цепи и их элементы. К энергетическим величинам мы относим э. д.с., напряжение, ток, мощность, энергию, количество электричества, магнитный поток и его плотность, магнитодвижущую силу и напряженность магнитного поля. Измерительную информацию об этих величинах можно получить непосредственно— путем использования того или иного их проявления, воздействующего на средства измерений. Так, с помощью амперметра, принцип действия которого основан на каком-либо проявлении электромагнитного поля, можно измерить ток, включив амперметр в ту цепь, где требуется провести измерение. В тех случаях, когда энергетические величины малы по размеру, приходится прибегать к их усилению, тогда, очевидно, потребуется энергия от постороннего источника. Необходимость в посторонних источниках энергии возникает и в других случаях, в зависимости от метода измерения, используемого в измерительном приборе; однако отмеченная особенность энергетических величин не теряет своего значения и в этих случаях. Параметрические же величины (параметры), к которым относим сопротивление, емкость, индуктивность, взаимную индуктивность, магнитную проницаемость, вос-

приимчивость и другие, требуют при их измерении своего рода возбуждения источником энергии, если речь идет об отдельно взятых элементах (резисторе, конденсаторе и др.). Если же дело касается параметров, характеризующих работающую электрическую или магнитную цепь, то в такой цепи они могут быть измерены косвенным путем — через энергетические величины. Например, сопротивление можно определить, измерив ток, протекающий по этому сопротивлению, и падение напряжения на нем.

Измерению подлежат также величины временно́го характера, связанные с величинами, характеризующими энергетические процессы: период, частота, разность фаз.

Некоторые величины можно рассматривать, опять-таки с позиции измерения, как величины простые (ток, напряжение и др.) и составные (производные). К последним относим мощность как произведение, в общем случае, трех величин ($P=IU\cos\varphi$), энергию как интегральную величину ($W=\int_{t_1}^{t_2} Pdt$), количество электричества как интегральную величину ($Q=\int_{t_1}^{t_2} idt$); в то же время ток в свою очередь может быть выражен через количество электричества Q.

Из приведенного следует, что от средств измерений требуется также выполнение математических вычислительных операций (умножение, интегрирование и др.).

Если требуется измерить неэлектрическую или магнитную величину, а средства измерений — электрические, то возникает необходимость в измерительном преобразовании этих величин в какую-либо электрическую величину, которая наилучшим образом, с точки зрения поставленных перед измерением требований, может быть измерена электроизмерительными приборами. Измерительное преобразование следует понимать в следующем смысле: с помощью некоторого устройства — измерительного преобразователя—создается электрическая величина (выходная) Y, однозначно функционально связанная с неэлектрической величиной X (входная), т. е. $Y=f(X)$, по возможности линейно и с установленной точностью. Вопрос об измерительном преобразовании является основополагающим в измерительной технике и в дальнейшем будет рассмотрен более детально.

Существенное значение имеет временно́й характер измеряемой величины — остается ли она постоянной во времени (исключая случайные изменения и флюктуации), изменяется ли периодически или характер ее изменения импульсный (при этом существенна также частота этих изменений)—так как в зависимости от этого выбираются те или иные средства измерений и метод измерений.

Приступая к измерению, необходимо знать порядок значения величины. Например, при измерении очень малых сопротивлений должно быть обращено особое внимание на то, чтобы сопротивления элементов электрической цепи, с помощью которой осуществляется измерение, а также сопротивления переходных контактов в местах присоединения измеряемого объекта не искажали результата измерения.

При измерении же очень больших сопротивлений важнейшей проблемой является исключение искажающего влияния сопротивлений изоляции элементов измерительного устройства и самого объекта измерения, имея в виду, что значения этих сопротивлений могут оказаться того же порядка или даже меньше, чем измеряемое сопротивление.

Условия измерений. Измерительную информацию о какой-либо физической величине получают при непосредственной связи с той средой, в которой проявляются изучаемые явления, а также с физическим объектом, одно из свойств которого характеризуется значением измеряемой величины. При измерении необходимо учитывать взаимное воздействие среды и средств измерений, с помощью которых получается измерительная информация. Вторжение средств измерений в среду не должно изменять свойств этой среды, в противном случае будет получена ложная или искаженная, в той или иной степени, информация. Наряду с этим функционирование применяемых средств измерений не должно искажаться влиянием побочных или посторонних факторов, называемых влияющими величинами.

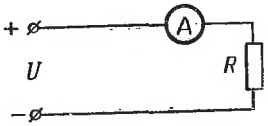


Рис. 1.2

Рассмотрим простейшие примеры. Возьмем электрическую цепь постоянного тока, питаемую от источника напряжением U, в которой требуется измерить ток (рис. 1.2); сопротивление цепи R. Очевидно, что ток в этой цепи равен $I = U/R$. Для измерения тока необходимо включить последовательно в цепь амперметр A. Если сопротивление амперметра равно R_A, то при $U = \text{const}$ сила тока в цепи после включения амперметра изменится и будет равна $I' = U/(R + R_A)$. Отсюда ясно, что ток уменьшился ($I' < I$), т. е. амперметр, которым измеряют ток I', внес искажение в исследуемую цепь, в результате чего не может быть получено правильной измерительной информации. Эта информация могла бы быть правильной, если бы $R_A = 0$. Отсюда вытекает требование для амперметров: малое их сопротивление.

Вместе с тем следует подчеркнуть, что взаимодействие среды и средств измерений необходимо, так как только благодаря этому и происходит передача и прием измерительной информации прибором.

Проиллюстрируем проявление влияющих величин на рассмотренном примере измерения силы тока. Положим, что устройство амперметра основано на взаимодействии тока, протекающего по обмотке катушки, и магнитного поля постоянного магнита, в котором помещается катушка, укрепленная на осях (см. § 5.4; магнитоэлектрический измерительный механизм). Допустим далее, что амперметр расположен вблизи провода, по которому протекает большой постоянный ток. Этот ток создает магнитное поле и естественно, что собственное магнитное поле в амперметре будет искажено внешним посторонним полем, вследствие чего появится искаженное показание амперметра, т. е. и в этом случае измерительная информация будет неправильной. Уже из этого примера видно, насколько важно при измерении исключать действие влияющих величин на средства измерений или путем выбора соответствующих приборов и постановки эксперимента, или применяя

те или иные средства компенсации этого влияния, или, наконец, путем исправления показаний прибора, если известна закономерность действия данной влияющей величины.

Измерения часто приходится проводить в условиях, существенно отличающихся от нормальных: высокие и низкие температуры; наличие вибраций или ускорений; повышенные и пониженные давления и др. Условия проведения измерений в лаборатории, цехе, поле или космическом пространстве, естественно, резко различны, что накладывает в каждом случае определенные требования в отношении метода измерений и средств измерений.

Например, при испытании новых типов ракет требуются измерения и фиксация результатов измерений большого числа величин: температуры; давления во многих точках; скорости; механических напряжений в деталях конструкции; электрических параметров источников питания и др. Решение этих задач не ограничивается только измерениями и автоматической регистрацией результатов на самом исследуемом объекте, но требуется также передавать эти результаты в соответствующие приемные пункты на Земле, где должна быть осуществлена их последующая обработка. В данном примере сложность измерительной проблемы определяется еще и тем, что измерения производятся на движущемся объекте, измеряется большое число разнообразных величин и в большом числе точек и, наконец, результаты измерений должны быть переданы на расстояние и часто на очень большое.

В качестве еще одного примера можно привести комплекс измерительных задач при автоматизации промышленного производства в области металлургии или химии. Условия измерений в данном случае существенно отличаются от условий предыдущего примера. Здесь также требуется измерять большое число параметров как электрических, так и неэлектрических (температура, давление, состав газов и др.) и в большом числе пунктов, однако передача результатов измерений ограничивается сравнительно малыми расстояниями. В то же время результаты многочисленных измерений должны быть представлены в такой форме, которая позволяла бы проводить наиболее эффективно их обработку, так как на основании этих данных вырабатываются (автоматически) соответствующие электрические сигналы (команды) для устройств автоматического управления и регулирования данного технологического процесса. Однако в данном примере и примере с ракетой имеются и общие черты: преобразование неэлектрических величин в электрические, множественность измерений и др. Вместе с тем, условия измерений существенно разные, что должно учитываться при выборе средств измерений и организации самих измерений.

Единицы физических величин. В измерениях важнейшая роль принадлежит единицам (системам единиц как совокупности основных и производных единиц) физических величин, имеющим такие размеры величин, которым по определению присвоено числовое значение «1».

Для возможности сравнения и однозначного интерпретирования результатов измерений система единиц должна быть установлена в законодательном порядке. Основные единицы должны быть воспроизводимы в виде эталонов, т. е. таких средств измерений, которые поз-

воляют с наибольшей достигнутой точностью передавать воспроизводимый размер единицы другим средствам измерений, используемым в широкой практике.

Средства и методы измерений. Технические средства, используемые во всей их совокупности для целей измерений и имеющие нормированные погрешности, получили название средств измерений. Средства измерений образуют основу измерительной техники.

Измерения проводятся различными методами в зависимости от разных приемов получения измерительной информации, различных закономерностей, положенных в основу измерений, а также в зависимости от многих факторов: рода измеряемой величины, ее значения, условий измерения, требуемой точности и др.

На практике в понятие метода измерений вкладывается различный смысл, поэтому оно неоднозначно. Авторы считают целесообразным дать понятию метода измерений определение: принцип сравнения измеряемой величины с единицей и физические закономерности, положенные в основу измерения (в ГОСТ 16263—70 метод измерений определяется как «совокупность приемов использования принципов и средств измерений»). Часто это понятие применяют также в зависимости от использования тех или иных средств измерений. Например, говорят: метод амперметра и вольтметра для измерения сопротивления. Хотя это является отступлением от вышеприведенного определения, но для практических целей оно удобно и вряд ли есть основание от этого отказываться.

Наблюдатель. В процессе измерений не последнюю роль играет наблюдатель. Здесь не рассматриваются измерения, в которых полученная измерительная информация непосредственно не оценивается наблюдателем, а направляется в соответствующие автоматические устройства, обрабатывающие результаты измерений.

Наблюдателя с его психофизиологическими свойствами следует рассматривать с позиций преобразований измерительной информации, выдаваемой тем или иным измерительным прибором и воспринимаемой наблюдателем. В этих преобразованиях принимают участие органы чувств человека, главным образом зрение и слух, а также головной мозг. Положим, что имеется прибор, снабженный шкалой и стрелкой. В данном случае измерительная информация воспринимается зрительным органом и преобразуется в некоторый сигнал, поступающий в головной мозг, который в свою очередь преобразует полученный сигнал в соответствующее умозаключение, рассматриваемое как результат наблюдения. Заметим, что результат наблюдения не является еще результатом измерения, о чем будет сказано позднее. Рассуждая с позиций измерительного преобразования, приходится отметить, что функциональная связь между получаемой информацией (входная величина преобразователя) и выходным сигналом является неоднозначной (поскольку это касается органов чувств человека), а изменяется от окружающих условий, состояния человеческого организма, его возраста и других факторов и неодинакова для разных людей. Это приводит к погрешностям наблюдений, которые добавляются к погрешностям средств измерений и влияют на результат измерений. Этот воп-

рос заслуживает серьезного внимания, является предметом научных изысканий и приобретает все большее значение, особенно в связи с необходимостью в ряде случаев производить наблюдения по большому числу приборов одновременно за короткие промежутки времени и на основании этих наблюдений делать соответствующие выводы и принимать ответственные решения. Здесь уже приходится считаться с ограниченными возможностями органов чувств человека и привлекать технические средства автоматики и вычислительной техники, расширяющие возможности человека. Но и в этих случаях не исключаются погрешности восприятия измерительной информации.

Результат измерения. Прежде чем говорить о результате измерения, завершающем измерение, необходимо ввести некоторые связанные с ним понятия. Любое средство измерений (по ряду причин) не может дать абсолютно точного значения измеряемой величины. Так, из приведенного примера измерения тока амперметром (см. рис. 1.2) следует, что прибор должен обладать нулевым сопротивлением; практически же амперметры имеют конечное сопротивление. Помимо этого, физические процессы, определяющие принцип действия прибора, и конструктивная их реализация ограничивают возможность получения истинного значения измеряемой величины. Действительно, подвижная часть прибора и связанный с ней указатель достигают положения равновесия спустя некоторый промежуток времени, за который измеряемая величина может изменить свое значение. Указатель прибора имеет конечные размеры, что влияет на точность отсчитывания, а следовательно, и на точность результата измерения. Однако указанное ограничение не является абсолютным и в той или иной мере снимается—по мере развития науки и измерительной техники. В качестве примера можно привести цифровые приборы (см. гл. XXVI), которые, благодаря использованию в них достижений автоматики и электроники, обладают существенно более высокими качествами в отношении быстродействия и точности, чем стрелочные.

Истинное значение величины приходится рассматривать лишь как значение, идеально отображающее в качественном и количественном отношениях соответствующее свойство данного физического объекта. Для практического же использования вводится понятие д е й с т в и т е л ь н о г о з н а ч е н и я величины, под которым понимается значение, определенное экспериментально —с помощью средств измерений — и приближающееся к истинному значению в такой мере, что для данной конкретной цели оно может быть принято вместо истинного значения. Например, при поверке того или иного измерительного прибора применяют приборы более высокой точности, чем поверяемый прибор, и за действительное значение принимают значение величины, измеренное более точным прибором. В соответствии с этим, результатом измерения будет являться значение величины, полученное путем измерения. Однако здесь следует сделать следующую оговорку: результат измерения принимается за действительное значение измеряемой величины лишь в том случае, если оценена погрешность этого значения. Таким образом, встает одна из кардинальных задач измерительной техники—оценка погрешностей измерения. Успешное ее решение

во многом определяется постановкой и проведением эксперимента, примененными средствами измерений, измерительной культурой экспериментатора и др. Причин появления погрешностей очень много; они обусловливаются неполнотой теоретического обоснования метода измерений, недостаточным знанием всех обстоятельств, связанных с исследуемым явлением, влиянием окружающих условий и др.

В заключение следует отметить, что измерения имеют большое познавательное значение и играют важную роль в развитии науки и техники. Вместе с тем достижения науки и техники используются измерительной техникой, которая поднимается на более высокую ступень и тем самым предоставляет бо́льшие возможности для научных изысканий и технических реализаций.

§ 1.2. Краткий исторический очерк развития электроизмерительной техники

С позиций основных признаков измерения в развитии электроизмерительной техники можно отметить четыре характерных этапа.

В первом, начальном, периоде количественная оценка величин выражалась понятиями «больше» или «меньше», которые, естественно, могли давать лишь представление об относительных проявлениях изучаемых величин. Строго говоря, такие эксперименты нельзя даже назвать измерениями в современном понимании процесса измерения, так как, за отсутствием единиц, не могло быть и количественной оценки измеряемых величин. Однако технические средства, применявшиеся при исследованиях в этот период времени, следует рассматривать как прообраз средств измерений.

В области исследования электрических явлений такими прообразами следует считать устройства, созданные русскими академиками М. В. Ломоносовым и Г. В. Рихманом и использованные ими при изучении явлений атмосферного электричества в 1752—1754 гг. Одно из них, названное Г. В. Рихманом «электрическим указателем, или электрическим гномоном», схематически изображено на рис. 1.3. Прибор состоит из железной вертикально расположенной линейки *1*, к которой прикреплена льняная нить *2*, и деревянного квадранта *3* с равномерно нанесенными делениями. Точка крепления нити является центром окружности квадранта. При соединении линейки с наэлектризованным телом нить отклоняется от вертикального положения, и по углу отклонения можно судить об относительном размере электрического заряда. Сам Г. В. Рихман электрическим указателем называл такой инструмент, с помощью которого можно определить при различной обстановке наэлектризованность любого тела, притом так, чтобы явствовало, где она больше. Следует отметить, что в описанный прибор заложен принцип, который явился основой для большого класса электроизмерительных приборов прямого преобразования (§ 2.3): наличие двух механических моментов, действующих на подвижную часть прибора, вращающего—зависящего от измеряемой величины — и противодействующего — не зависящего от этой величины.

Не менее замечательным является изобретение М. В. Ломоносовым прибора (1753 г.), изображенного на рис. 1.4 и применявшегося при изучении явления молнии. Прибор состоит из прямолинейной металлической проволоки *4* с усиками *5*, к которой прикреплены легкий металлический кружок *1* и спирально навитая тонкой проволокой пружина *2*, заключенные в металлический корпус *3* с зубцами. При электрическом разряде кружок вместе с проволокой перемещается вертикально вниз и тем больше, чем сильнее разряд. После окончания разряда проволока не сможет вернуться в прежнее положение, так как она будет задержана в корпусе зубцами, в которые попадут усики.

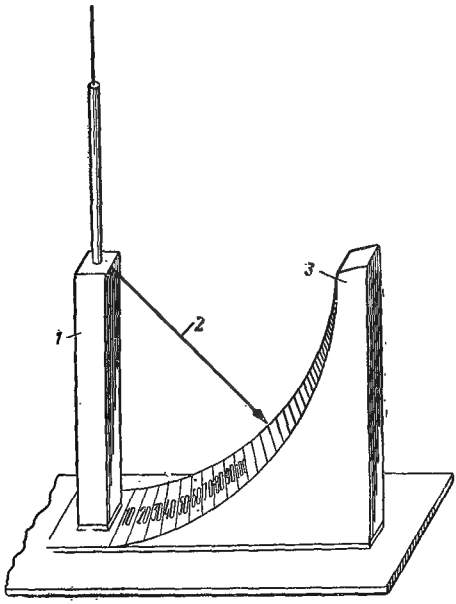


Рис. 1.3

Описанные приборы сыграли существенную роль в научных исследованиях явлений атмосферного электричества. Однако значение такого рода приборов естественно было ограниченным. Отсутствие принятых единиц исключало возможность сравнения результатов опыта с результатами, полученными на других, хотя бы и подобных, приборах, не говоря уже об оценке точности результатов измерения.

Второй этап, относящийся к XIX в., характерен попытками подвести метрологическую базу под измерения электрических величин. Под метрологической базой в данном случае понимается наличие единиц и их воспроизведение в материализованном виде в качестве мер и прежде всего эталонов как мер наивысшей достигнутой точности. К тому времени отдельные ученые в разных странах создают меры электрических величин, принимаемые ими в качестве эталонов, производят измерения в единицах, воспроизводимых этими мерами, и даже проводят сличение мер в разных лабораториях. В России в 1848 г. акад. Б. С. Якоби предложил в качестве эталона единицы сопротивления применять медную проволоку длиной 25 футов (7,61975 м) и весом 345 гран (22,4932 г), навитую спирально на цилиндр из изолирующего материала. Во Франции эталоном единицы сопротивления служила железная проволока диаметром в 4 мм и длиной в 1 км (единица Бреге). В Германии таким эталоном являлся столб ртути длиной 1 м и сечением 1 мм^2 при 0° С. Такое же положение было и с эталонами единиц э. д. с. и силы тока. Естественно, что такое многообразие единиц и эталонов крайне затрудняло сопоставление результатов измерения.

Акад. Б. С. Якоби разослал разработанные им меры электрического сопротивления в различные европейские научные лаборатории с целью сравнения с мерами, применявшимися в этих лабораториях. Эта впервые осуществленная идея международных сличений электрических эталонов впоследствии (в 1926 г. почти через 100 лет) по инициативе Главной палаты мер и весов (СССР), широко развернувшей международные сличения эталонов единиц сопротивления и э. д. с., получила всеобщее признание; с тех пор международные сличения электрических эталонов проводятся систематически (см. § 1.3). Создание эталонов, хотя и имевших ограниченное применение, несомненно, являлось прогрессивным явлением, так как появилась возможность действительно производить измерения в некоторых, хотя еще и не общепринятых, единицах, градуировать измерительные приборы и даже проводить взаимные сличения в разных лабораториях.

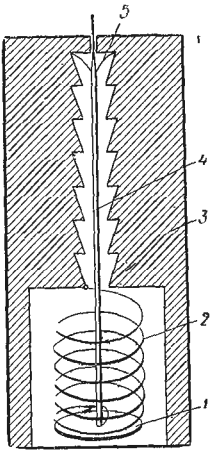


Рис. 1.4

Начало следующего этапа относится ко второй половине XIX столетия, когда были начаты работы по установлению научно обоснованной системы электрических и магнитных единиц и выработке рекомендаций по созданию эталонов этих единиц в международном масштабе. Здесь следует отметить инициативу Британской ассоциации содействия развитию наук, которая в 1862 г. занялась разработкой системы электрических единиц, базируясь на работах Гаусса (1832 г.). Британской ассоциацией были разработаны абсолютные электростатическая и электромагнитная системы СГС (сантиметр, грамм, секунда). Однако электрические единицы в этих системах по своим размерам оказались для практики неудобными, в связи с чем той же ассоциацией была предложена абсолютная система практических электрических единиц, образуемых из соответствующих единиц абсолютной системы СГС путем умножения их на «10» в положительной или отрицательной степени. Результаты работ Британской ассоциации явились предметом детального обсуждения на Первом международном конгрессе по электричеству в 1881 г. в Париже. В работе Конгресса принимали участие выдающиеся ученые того времени и среди них русский ученый А. Г. Столетов, по настоянию которого после длительной дискуссии были приняты две абсолютные системы — электромагнитная и электростатическая СГС, а также упомянутая практическая система. Для магнитных единиц Конгресс принял абсолютную электромагнитную систему.

Не случайно, что интенсивные работы по разработке систем электрических единиц, их унификации в международном масштабе и созданию эталонов этих единиц относятся именно ко второй половине XIX столетия, периоду бурного развития новой отрасли науки и техники — электротехники, требовавшей широкого применения электрических

измерений, а следовательно, и создания необходимых средств измерений.

Для реализации принятых систем единиц необходимо было еще решить вопрос об их воспроизведении и согласовать его в международном масштабе. Эта работа была выполнена на следующем Международном конгрессе по электричеству в 1893 г. в Чикаго, когда были приняты определения, касающиеся воспроизведения единиц сопротивления (ом) и силы тока (ампер). Этим единицам, воспроизводимым эталонами, в отличие от тех же единиц практической абсолютной системы, были присвоены наименования «международный ом» и «международный ампер». Таким образом, по существу была принята новая международная система единиц, базирующаяся на эталонах, воспроизводящих эти единицы в соответствии с рекомендуемыми спецификациями.

Широко проводимые научные работы в ряде стран, в том числе и в России, привели к созданию эталонов, воспроизводящих электрические единицы (ом, ампер, вольт). Этим в начале XX столетия завершился третий этап.

Однако непрерывно повышавшиеся требования к точности электрических измерений и вместе с тем наблюдавшиеся расхождения в размерах одних и тех же единиц, воспроизводимых в разных странах, свидетельствовали о недостаточной точности воспроизведения международных единиц. В связи с этим Международным комитетом мер и весов был выдвинут вопрос о переходе к абсолютной системе электрических единиц, руководствуясь их определениями. Таким образом, требовалось создать эталоны, воспроизводящие электрические единицы в абсолютной мере, т. е. через единицы длины, массы и времени. Великая Отечественная война задержала переход на абсолютные единицы, и только в 1946 г. по международному соглашению было принято окончательное решение о переходе с 1 января 1948 г. от международных электрических единиц к абсолютным практическим единицам, производным от электромагнитной системы СГС. Эту дату мы относим к четвертому периоду, когда электрическая метрология стала основываться на эталонах абсолютных единиц. В Советском Союзе, как и в некоторых других странах, были созданы основные эталоны абсолютных электрических единиц — абсолютного ампера и ома.

Последующие годы (1954—1960 гг.) были отмечены важным актом в международной метрологической работе, касающимся унификации единиц для всех видов измерений. Согласно решениям X (1954 г.) и XI (1960 г.) Генеральных конференций по мерам и весам, была принята новая практическая система единиц под названием «Международная система единиц» с сокращенным обозначением SI, основными единицами которой являются: метр (единица длины), килограмм (единица массы), секунда (единица времени), ампер (единица силы электрического тока), кельвин (единица термодинамической температуры Кельвина), кандела (единица силы света). Три первые единицы позволяют образовать все производные единицы для механических величин; в дополнение к ним: единица «ампер» служит для получения производных единиц электрических и магнитных величин; кельвин — тепловых величин; кандела—величин, применяемых в фотометрии. В СССР

эта система единиц, как предпочтительная во всех областях науки, техники и народного хозяйства, а также при преподавании, узаконена ГОСТ 9867—61 «Международная система единиц» (сокращенное обозначение СИ). В 1970 г. подготовлен новый проект ГОСТ «Единицы физических величин».

Главнейшими требованиями к эталонам, помимо высокой точности воспроизведения единиц, являются стабильность их по времени и воспроизводимость в случае каких-либо повреждений. Перспективными в этом отношении являются исследования по созданию эталонов с использованием так называемых физических постоянных (констант), как, например, заряд электрона, скорость света, число Фарадея, гиромагнитное отношение протона, числовые значения которых известны или могут быть определены с достаточно высокой точностью.

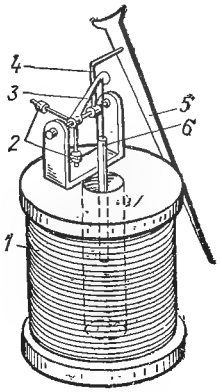


Рис. 1.5

Остановимся на важнейших этапах развития электрических средств измерений.

Как уже говорилось, первые электроизмерительные приборы М. В. Ломоносова и Г. В. Рихмана могли быть использованы лишь для относительной оценки измеряемой величины, а точнее — интенсивности исследуемого явления. Такое положение оставалось до тех пор, пока не были разработаны электрические меры, позволявшие градуировать приборы в тех или иных единицах, хотя бы в условных, и имевшие ограниченное «местное» применение. Первоначально приборы предназначались для визуального наблюдения; результат измерения оценивался по показанию прибора, шкала которого градуировалась в единицах измеряемой величины, т. е. это были показывающие приборы непосредственной оценки. Устройство этих приборов основывалось на известных к тому времени проявлениях электрического тока: механическом, тепловом, химическом. Конструктивными элементами приборов являлись, как правило, электромеханические элементы в сочетании с электрическими цепями. Существенный вклад в этом отношении внесли русские ученые и особенно М. О. Доливо-Добровольский, создавший электромагнитные амперметры и вольтметры, ферродинамические и индукционные (с вращающимся магнитным потоком) приборы (см. гл. V и XIV).

На рис. 1.5 изображен электромагнитный прибор Доливо-Добровольского, изобретенный им почти одновременно с Кольраушем, предложившим прибор, основанный на том же принципе. Ток, протекающий по обмотке цилиндрической катушки *1*, втягивает железный сердечник *6* из тонких никелированных проволок, свитых вместе. Перемещение сердечника с помощью рычагов *3* и *4* передается стрелке *5*. Для уравновешивания момента, действующего на подвижную часть, служат грузы в виде гаек *2*. Таким образом, вращающий момент является функцией тока, а противодействующий момент не зависит от тока и создается силой тяжести.

Появление электрических мер э. д. с. и сопротивления явилось толчком к разработке приборов, основанных на сравнении (в процессе самого измерения в некоторой электрической цепи) неизвестной величины с однородной ей известной величиной, чаще всего с мерой этой величины. Так появились мосты (для измерения сопротивления) и компенсаторы (для измерения э. д. с.), в которых использованы соответственно мостовая и компенсационная цепи. Процесс сравнения (уравновешивания) при этих измерениях осуществлялся человеком-наблюдателем.

Требования, предъявляемые к электроизмерительной технике, повышались, необходимо было не только визуальное наблюдение, но и фиксация изменений измеряемой величины во времени. Создаются самопишущие приборы, представляющие собой сочетание измерительного механизма — основного элемента приборов непосредственной оценки—и устройства для записи на бумаге медленно изменяющихся электрических величин постоянного и переменного тока (установившийся режим) низкой частоты (см. гл. XVII) Для наблюдения же и фиксации (фотографирования) мгновенных значений тока и напряжения, а впоследствии и мощности переменного тока в расширенном диапазоне частот (до нескольких тысяч герц) создаются особые приборы— электромеханические осциллографы (см. гл. XVII). Приборы эти включают измерительный механизм, приспособленный для работы в цепи переменного тока (так называемый вибратор), электромеханические и оптические устройства, позволяющие наблюдать на матовом экране кривые переменного тока и фотографировать их (сначала на фотобумагу, а впоследствии на пленку и бумагу при дневном свете).

На базе электромеханических элементов создаются также приборы сравнения (компенсаторы и мосты), в которых процесс уравновешивания осуществляется уже без участия человека — автоматически (см. гл. XIV). Хотя эти приборы сравнения по своей точности еще уступают приборам сравнения с ручным уравновешиванием (особенно современным), автоматизация процесса измерения существенно расширила области применения этих приборов в широкой технической практике — преимущественно для измерения неэлектрических величин (температуры и др.) с соответствующими измерительными преобразователями.

Появление средств электроники (имеются в виду электронные лампы, а впоследствии и полупроводниковые элементы) значительно расширило возможности электроизмерительной техники. К электромеханическим элементам, используемым в приборах, добавляются всевозможного рода электронные узлы и устройства (выпрямители, усилители, модуляторы, генераторы и др.). Появилась возможность измерять очень малые величины, наблюдать кривые переменного тока в широком диапазоне частот (десятки и сотни мегагерц) в установившемся режиме и при переходных и импульсных процессах (электронный осциллограф) (см. гл. XVII), осуществлять передачу измерительной информации на большие расстояния (телеизмерения). Расширились и области применения электрических методов для измерения неэлектрических величин.

Одно из современных направлений—создание дискретных измерительных приборов, так называемых цифровых показывающих и регистрирующих приборов (рис. 1.6) (см. гл. XXVI). Особенностью этих приборов является не только получение значения измеряемой величины в виде числа непосредственно на отсчетном устройстве, но и более высокая точность и существенно большее быстродействие, чем у обычных аналоговых приборов непосредственной оценки. Цифровые измерительные приборы следует рассматривать также с позиций создания нового направления измерительной техники—дискретной измерительной техники. Автоматизация производственных процессов потребовала получения измерительной информации в форме, наиболее удобной для ввода в вычислительные и управляющие машины. В этом отношении измерительные устройства дискретного действия, выполняющие функции измерительных преобразователей, наилучшим образом отвечают этим задачам и являются важнейшими элементами регулирующих и управляющих автоматических устройств.

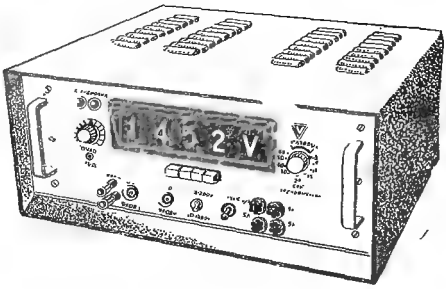


Рис. 1.6

Другим направлением является создание измерительных устройств в сочетании с органически связанными кибернетическими элементами, призванными осуществлять в процессе измерения те или иные логические операции. Здесь возникает много различных задач: периодическая автоматическая самопроверка; введение поправок для исключения погрешностей от действия влияющих величин; выполнение вычислительных операций; усреднение значений величин, измеренных за некоторый промежуток времени, и др.

Развитие дискретной измерительной техники и применение кибернетических элементов послужили основой для создания информационно-измерительных систем (см. гл. XXVII). Это — сложные автоматически действующие измерительные устройства, выполняющие по определенной программе измерения в разных пунктах большого числа различных физических величин, характеризующих, например, какой-либо технологический процесс, передачу результатов измерения в один центр и обработку их по заданной программе для ввода в управляющие машины. Совершенно естественно, что создание такого рода измерительных устройств, решающих многообразные и сложные измерительные задачи, стало возможным благодаря колоссальному прогрессу науки и техники.

Таким образом, за сравнительно короткий в историческом аспекте промежуток времени (менее 100 лет) пройден путь от простейших электромеханических приборов довольно ограниченной точности до сложнейших быстродействующих (миллион измерений в секунду) автоматических устройств, обслуживающих сотни пунктов измерения.

§ 1.3. Электроизмерительная техника в народном хозяйстве и поддержание единства измерений в СССР и в международном масштабе

Измерительная техника является важнейшим фактором научного и технического прогресса практически во всех областях народного хозяйства. Без измерений невозможно научное обоснование тех или иных процессов или явлений физического мира. Электроизмерительная же техника, как одна из областей измерительной техники, приобрела особое значение благодаря широким возможностям, которые ей присущи и делают ее универсальной.

Электроизмерительная техника дает возможность производить измерения:

практически любых физических величин с использованием соответствующих измерительных преобразователей, преобразующих неэлектрические величины в электрические;

различных величин в широком диапазоне их значений—от очень малых до весьма больших;

как величин постоянных, так и изменяющихся во времени, в том числе и очень быстро изменяющихся;

статистических параметров случайных процессов;

на расстоянии и, в случае необходимости, очень большом от изучаемого физического объекта измерений, и соответственно передавать сигналы измерительной информации на такие же расстояния.

Измерительная информация используется также для регулирования и автоматического управления различными процессами или объектами.

Приведем примеры использования электроизмерительной техники в народном хозяйстве.

Энергетические предприятия—электрические станции и их объединения—требуют для нормальной и эффективной эксплуатации наличия самых разнообразных средств измерений, контролирующих как электрические, так и неэлектрические параметры (температура, давление пара, расход воды и др.).

Эксплуатация отдельных энергетических систем, включающих ряд электростанций, а также объединенных энергетических систем, требует единого управления и координации работы систем. Такие управляющие или диспетчерские центры должны располагать основной измерительной информацией, характеризующей работу как отдельных элементов системы, так и системы в целом (мощность, отдаваемая отдельными станциями, суммарная мощность системы, а также их изменение во времени и др.). Для этого необходимы такие средства измерений, которые получали бы требуемую измерительную информацию от различных объектов, паредавали бы ее на расстояние — в диспетчерский пункт (телеизмерение — особая область электроизмерительной техники) и в ряде случаев осуществляли бы необходимые математические операции, например суммирование однородных величин. В этом аспекте нельзя не упомянуть об огромной роли электроизмерительной техники в решении проблемы создания единой энергетической системы СССР и связи этой системы с энергетическими системами европейских

социалистических стран. Ярким примером современных возможностей телеизмерений является получение измерительной информации с космических кораблей, когда, помимо измерения параметров корабля, контролируется физиологическое состояние космонавтов с передачей этих данных на Землю.

На современных промышленных предприятиях, в металлургических, химических, нефтеобрабатывающих и других отраслях с автоматизированными производственными процессами измерительная техника используется главным образом для контроля производственных процессов (их параметров), сочетаемого с автоматическим регулированием и управлением, и контроля качества выпускаемой продукции. Хотя контроль производственного процесса, осуществляемый через те или иные его параметры, преследует иную цель чем измерение отдельных величин, а именно—проверку степени (в установленных пределах) выполнения заданных режимов (параметров), тем не менее процесс контроля имеет много общего с измерением как в методике, так и в аппаратуре. Примером могут служить измерительные преобразователи, которые преобразуют всевозможные неэлектрические величины в электрические и широко применяются как при измерениях, так и при контроле. Кроме того, в устройствах, применяемых для контроля, в ряде случаев осуществляют именно измерения, если, например, требуется знать числовые значения контролируемого параметра и его изменения во времени. То же можно сказать и в отношении контроля качества продукции.

Электроизмерительная техника с точки зрения областей ее применения является практически всеобъемлющей. В подтверждение этого отметим такие области знаний, как биология и медицина, в которых с каждым годом расширяется использование электрических методов измерений. Электроэнцефалография занимается измерением и регистрацией электрических токов в мозге, электрокардиография — наблюдением работы сердца, электромография — наблюдением работы мышц, биорадиотелеметрия — определением в живом организме давления крови, температуры, степени кислотности желудочного сока и других данных с помощью специализированной аппаратуры, состоящей из миниатюрного радиопередатчика и измерительных преобразователей в виде пилюли и др.

Говоря о роли и значении измерительной техники в научном и техническом прогрессе, нельзя забывать, что для успешного выполнения этих задач необходимо поддержание единства измерений, обеспечивающего требуемую точность и сопоставимость результатов измерений. В СССР поддержание единства во всех областях измерений осуществляется Метрологической службой Государственного комитета стандартов Совета Министров СССР через метрологические научно-исследовательские институты и лаборатории Государственного надзора за состоянием измерительной техники [1].

Уровень измерительной техники в стране в значительной мере определяется тем, насколько совершенно воспроизведение единиц в виде эталонов в отношении их точности и неизменяемости и насколько совершенна и научно обоснованна система передачи точных размеров

единиц от эталонов рабочим средствам измерений. Это является основным содержанием метрологической службы СССР, где вопросам поддержания единства измерений придана государственная значимость.

Научные и технические связи отдельных стран между собой требуют также согласования и метрологических вопросов. Эту работу ведет Международный комитет мер и весов и Международное бюро мер и весов в Севре (близ Парижа), в ведении которого имеются метрологические лаборатории, в том числе и электрические. В области электрических измерений научно-организационная метрологическая работа выполняется Консультативным комитетом по электричеству, находящимся при Международном комитете и образованным из представителей метрологических учреждений разных стран. Советский Союз принимает активное участие в международной метрологической работе. Указанные учреждения организуют сличения национальных эталонов (в нашем случае — электрических единиц) в лабораториях Международного Бюро. Для этой цели эталоны разных стран периодически пересылаются в Международное Бюро, которое располагает также собственными эталонами единиц сопротивления и э. д. с. На основании результатов сличения национальных эталонов между собой и с эталонами Международного Бюро устанавливаются отклонения между числовыми значениями национальных эталонов; тем самым имеется возможность констатировать согласование размеров основных электрических единиц, воспроизводимых в разных странах. С той же целью организуются круговые взаимные сличения электрических эталонов, когда эталоны (например конденсаторы), принадлежащие разным национальным метрологическим учреждениям, направляются последовательно в каждое из этих учреждений, где определяются значения эталонов и полученные результаты сопоставляются между собой.

Родоначальник отечественной метрологии—великий русский ученый Д. И. Менделеев—блестяще охарактеризовал сущность метрологии и ее значение для научного и технического прогресса, сказав, что в природе мера и вес суть главные орудия познания и нет столь малого, от которого не зависело бы все крупнейшее.

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Глава II

КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ, МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

§ 2.1. Классификация измерений

Различают следующие виды измерений: прямые, косвенные и совокупные.

Прямое измерение характеризуется тем, что эксперимент, как процесс измерения, производится над самóй измеряемой величиной, имея в виду то или иное ее проявление. Примеры прямых измерений: измерение тока амперметром; измерение напряжения вольтметром и др.

Косвенным измерением называют такое измерение, когда значение искомой величины X определяется расчетным путем на основании прямых измерений других величин, связанных с измеряемой известной зависимостью: $X = f(A_1, A_2, \ldots)$, где $A_1, A_2, \ldots$ — значения величин, полученные путем прямых измерений. Например, сопротивление постоянному току какого-либо приемника можно определить (вычислить), измеряя напряжение U на зажимах приемника и силу тока I и используя известную закономерность — закон Ома: $R = U/I$.

Косвенные измерения могут производиться как экспериментатором, так и соответствующими вычислительными устройствами, к которым относят также и некоторые виды измерительных приборов. Простейшим примером является электродинамический ваттметр (см. § 16.2), измерительный механизм которого, осуществляя операцию умножения ($P = UI\cos\varphi$), позволяет определить мощность переменного тока; шкала прибора градуируется в единицах мощности. Вместе с тем этот механизм воспринимает сигналы измерительной информации — отдельно о напряжении и отдельно о силе тока.

Прямые и косвенные измерения в настоящее время являются наиболее распространенными видами измерений и широко используются в практике.

Совокупные измерения относятся к такому виду измерений, когда значения нескольких искомых величин определяются на основе прямых или косвенных измерений значений других величин,

при различных сочетаниях этих величин, путем решения системы соответствующих уравнений:

$$\left.\begin{array}{l} f_1(X_1, X_2, \ldots, a_1', a_2', \ldots) = 0; \\ f_2(X_1, X_4, \ldots, a_1'', a_2'', \ldots) = 0; \\ \cdots\cdots\cdots\cdots \\ f_n(X_2, X_n, \ldots, a_1^n, a_2^n, \ldots) = 0. \end{array}\right\}$$

Здесь X_1, X_2, X_4, ..., X_n — значения искомых величин; a_1', a_1'', ..., a_1^n, a_2', a_2'', ..., a_2^n — значения величин, полученные на основании прямых или косвенных измерений. Один ряд измерений отличается от другого либо разными сочетаниями искомых величин (как в приведенной системе уравнений), либо условиями измерения. Функциональные зависимости должны быть известны. Число уравнений должно быть равно числу искомых величин или больше их.

Простейшим примером совокупных измерений может служить определение потерь на гистерезис и на вихревые токи в ферромагнитном материале при его переменном намагничивании. Зависимость суммарных потерь от частоты перемагничивания можно представить в виде:

$$\left.\begin{array}{l} P'_{г,в} = af_1 + bf_1^2; \\ P''_{г,в} = af_2 + bf_2^2. \end{array}\right\} \qquad (2.1)$$

Измеряют суммарные потери $P'_{г,в}$ и $P''_{г,в}$ при двух частотах f_1 и f_2 соответственно и при одном и том же максимальном значении магнитной индукции. Решая систему (2.1), находят коэффициенты a и b, что позволяет при заданной частоте f_1 вычислить потери на гистерезис af_1 и на вихревые токи bf_1^2.

§ 2.2 Классификация методов измерений

Основываясь на приведенном определении метода измерений (см. § 1.1), целесообразно все методы разделить по признаку способа сравнения с мерой (с единицей) на два класса: метод непосредственной оценки и метод сравнения. Первый метод характеризуется тем, что значение измеряемой величины определяется непосредственно по отсчетному устройству прибора непосредственной оценки, заранее градуированного в единицах измеряемой величины. Этот метод широко применяется при измерениях различных величин, например, силы тока амперметром, напряжения вольтметром и др. Определяющим признаком метода сравнения является то, что в процессе каждого данного эксперимента происходит одновременное или разновременное сравнение двух однородных, независимых друг от друга, величин — известной (воспроизводимой мерой) и измеряемой. Сравнение может быть непосредственным или опосредствованным через другие величины, однозначно связанные с первыми.

В качестве примера метода одновременного непосредственного сравнения э. д. с. и напряжения рассмотрим измерительную цепь, изображенную на рис. 2.1. Резистор R включен последовательно с реостатом

R_1 и источником тока E. К зажимам A и B через указатель равновесия $УР$ (преобразователь сравнения) присоединяется источник измеряемой э. д. с. E_x. Полярность включения E_x и E должна быть такой, как показано на рис. 2.1, чтобы в контуре, состоящем из E_x, $УР$ и R_0, э. д. с. E_x и напряжение U_{AB} на участке резистора с сопротивлением R_0 были направлены встречно. Если падение напряжения U_{AK} на всем сопротивлении резистора R больше E_x, то, перемещая движок B, можно найти такое его положение, при котором стрелка указателя равновесия не будет отклоняться. Это явится свидетельством того, что ток $I_{УР}$ в цепи $УР$ в пределах его чувствительности равен нулю, а следовательно, $U_{AB} = E_x$. Значение U_{AB} должно быть известным (см. § 14.5). В данном примере две однородные величины—измеряемая и известная—непосредственно противопоставляются друг другу, и по отсутствию эффекта (тока), вызываемого этими величинами в замкнутой цепи, судят о значении измеряемой величины. Этот метод называют также методом противопоставления.

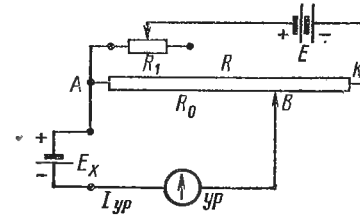


Рис. 2.1

При измерении параметров электрических цепей метод непосредственного сравнения неприменим и поэтому прибегают к противопоставлению энергетических величин (например напряжений), которые обусловливаются сравниваемыми параметрами. Эта разновидность может быть названа методом опосредствованного сравнения. В качестве примера такого метода рассмотрим измерение взаимной индуктивности некоторой катушки путем сравнения с известной взаимной индуктивностью. Схематически принцип этого метода иллюстрируется рис. 2.2. Первичные обмотки катушек, измеряемой M_x и с известной взаимной индуктивностью M_0, включены последовательно в цепь переменного тока. Вторичные же обмотки катушек, начало и конец которых обозначены соответственно *н* и *к*, включаются навстречу друг другу и последовательно с указателем равновесия $УР$. В этом случае непосредственно сравниваются, противопоставляются две э. д. с., индуктируемые во вторичных обмотках катушек взаимной индуктивности и равные соответственно $E_x = \omega M_x I_1$ и $E_0 = \omega M_0 I_1$, где I_1 — ток в первичных обмотках; ω — частота. Катушка M_0 должна быть переменной (плавно регулируемой), взаимной индуктивности. Регулируя M_0, добиваются нулевого отклонения $УР$. Тогда $E_x = E_0$, или $\omega M_x I_1 = \omega M_0 I_1$, а следовательно, $M_x = M_0$.

На рис. 2.3 изображена измерительная мостовая цепь с четырьмя плечами (см. § 15.3), предназначенная для измерения сопротивления или величин, функционально с ним связанных, путем одновременного или разновременного сравнения. Рассмотрим последний случай. С помощью переключателя $П$ в одно из плеч моста можно включить либо измеряемое сопротивление R_x, либо известное сопротивление R_0. Процедура измерения заключается в следующем. Измеряемое сопротивление R_x включают в цепь моста (переключатель $П$ находится

в положении I) и, изменяя сопротивления в других плечах моста, добиваются равновесия цепи, чтобы указатель равновесия $УР$ не давал отклонения. Это будет в том случае, если уравновешены соответствующие падения напряжения $I_1R_x = I_2R_3$ и $I_1R_2 = I_2R_4$, где I_1 — ток в плечах R_x и R_2; I_2 — ток в плечах R_3 и R_4. Тогда $R_x = R_2(R_3/R_4)$. Затем вместо R_x включают R_0. Если оно переменное, то, регулируя его, снова добиваются равновесия моста, не изменяя сопротивлений остальных плеч. Тогда $R_x = R_0$. Имеется в виду, что условия измерения сохраняются неизменными. Таким образом, в данном примере происходит опосредствованное сравнение сопротивлений через напряжения Рассмотренный метод часто называют методом замещения.

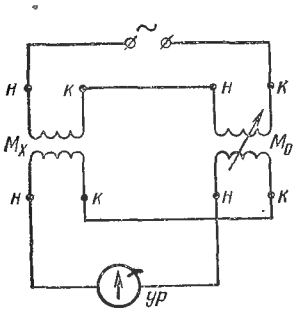


Рис. 2.2

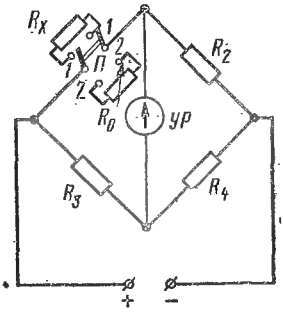


Рис. 2.3

Разновидностями метода сравнения по признаку способа проведения эксперимента являются разностный (дифференциальный), нулевой и метод совпадения. В двух первых методах уравновешиваются (противопоставляются) две величины или эффекты, вызываемые ими, причем в разностном методе уравновешивание производится неполное, и небольшая разность между уравновешиваемыми величинами оценивается измерительным прибором — указателем равновесия. В нулевом же методе добиваются полного уравновешивания (в пределах чувствительности указателя равновесия). Рассмотренные примеры (см. рис. 2.2 и 2.3) иллюстрируют нулевой метод. Однако если уравновешивание будет неполным, то те же примеры могут иллюстрировать разностный метод. В последнем случае значение измеряемой величины будет определяться не только значением известной величины, но и показанием указателя равновесия, который должен быть градуирован в единицах измеряемой величины.

Метод совпадений характеризуется тем, что равномерно нанесенные отметки или периодически следующие сигналы, соответствующие измеряемой величине или другой величине, однозначно связанной с измеряемой, сопоставляются с подобными же отметками или сигналами, относящимися к известной величине, и по их совпадению судят о значении измеряемой величины. К методу совпадения следует отнести и метод, применяемый в отдельных видах цифровых приборов (см. гл. XXVI), когда значения дискретных известных величин, уста-

навливаемых по определенному коду, остаются неизменными, и значение неизвестной величины определяется по совпавшему с ним значению известной величины.

Методы сравнения реализуются как с помощью тех или иных измерительных цепей, в которых проявляются сравниваемые величины (подобно представленным на рис. 2.1. 2.2, 2.3), так и в электромеханических, электротепловых и других устройствах, использующих различные эффекты, обусловленные сравниваемыми величинами (механические силы, тепловое действие и др.).

Методы сравнения дают возможность получить более высокую точность результата измерения, чем метод непосредственной оценки. Погрешность измерения, при прочих равных условиях, в основном определяется погрешностью значения известной величины, с которой происходит сравнение. Если измерения производятся, например, разностным методом, а между измеряемой и известной величинами разность составляет 0,1% и измерена она с погрешностью 1% (достаточно грубо), то влияние ее на погрешность измерения неизвестной величины оценивается всего в 0,001%. Естественно, что к этому добавляется погрешность значения известной величины.

§ 2.3. Классификация средств электрических измерений

Под средствами электрических измерений понимаются средства для измерения электрических, магнитных и неэлектрических величин электрическими методами. Все средства измерений по признаку их назначения разделяются на: меры; измерительные преобразователи; измерительные приборы; комплексные измерительные устройства (рис. 2.4).

Меры. Мера предназначена для воспроизведения некоторой величины заданного размера с установленной погрешностью. Целесообразно выделить электрические меры, воспроизводящие электрические величины, и магнитные, воспроизводящие магнитные величины. Существуют *однозначные* и *многозначные* (переменного значения) меры. Однозначные меры воспроизводят одно значение величины, например мера э. д. с.— нормальный элемент (см. § 4.5). Многозначные меры представляют собой меры с переменным значением воспроизводимой величины, которая может плавно изменяться в некоторых пределах, например конденсатор переменной емкости. Применяют также наборы мер и магазины мер. Набор мер представляет собой комплект мер, дающих возможность воспроизведения ряда одноименных величин различного размера, причем меры могут применяться как отдельно, так и в различных сочетаниях. Магазин мер — это набор мер, конструктивно объединенных в одно целое. Магазин мер имеет включающее устройство (обычно рычажное или штепсельное) для получения требуемого значения меры, например магазин сопротивлений как набор резисторов. Меры применяются как самостоятельные элементы в измерительных цепях, так и в качестве элементов других средств измерений (приборов, преобразователей, установок и др.).

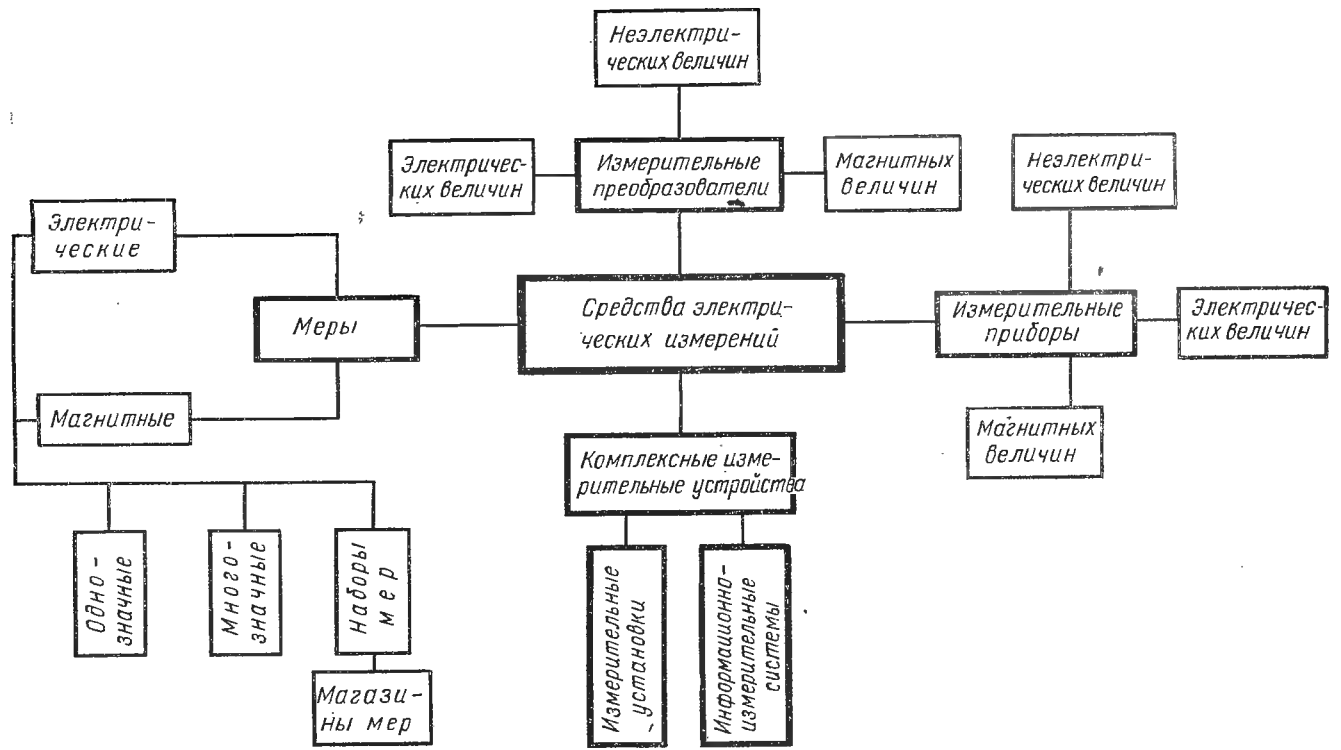

Неэлектрических величин
Электрических величин
Измерительные преобразователи
Магнитных величин
Неэлектрических величин
Электрические
Меры
Средства электрических измерений
Измерительные приборы
Электрических величин
Магнитные
Магнитных величин
Комплексные измерительные устройства
Одно-значные
Много-значные
Наборы мер
Магазины мер
Измерительные установки
Информационно-измерительные системы

Рис. 2.4

Измерительные преобразователи. Задача измерительного преобразователя *ИП* как некоторого устройства заключается в создании с заданной точностью выходной величины Y, по размеру функционально связанной с входной величиной X, т. е. $Y = f(X)$.

Существуют также *ИП* с несколькими входными величинами X_1, X_2, ..., для которых $Y = f(X_1, X_2, ...)$. Использование таких *ИП* может быть различным: реализуется либо зависимость Y от всех входных величин, либо от одной какой-либо величины при неизменных

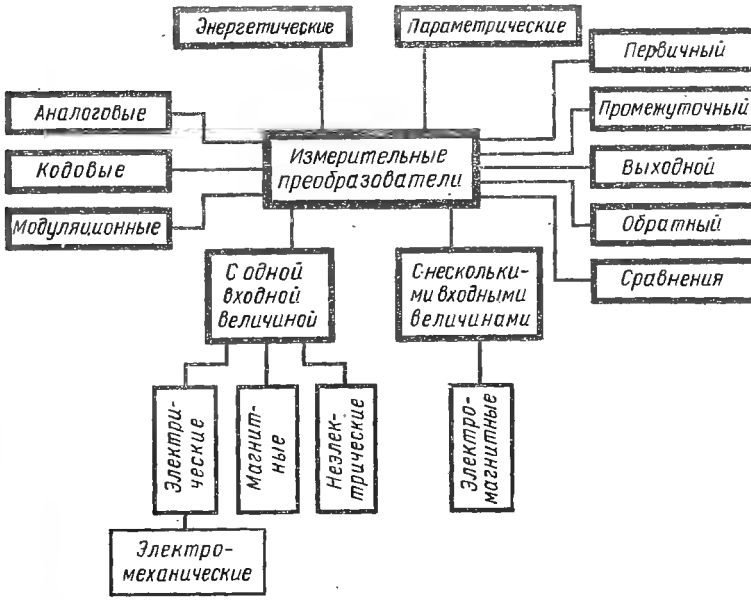


Рис. 2.5

остальных. Несмотря на то, что все *ИП* выполняют одну и ту же задачу, в частных, конкретных, случаях функции *ИП* весьма разнообразны [2, 3]. Учитывая характер настоящего пособия, ограничимся систематизацией *ИП* по некоторым обобщенным признакам (рис. 2.5). По роду входной величины *ИП* с одной входной величиной предлагается разделить на три вида: электрические, магнитные и неэлектрические. *ИП* с несколькими входными величинами выделяются в особый класс и далее разделяются также по роду входных величин: например электромагнитные преобразователи, когда преобразователь имеет одну электрическую и одну магнитную входные величины (преобразователь Холла, см. § 7.5).

В каждом из трех видов *ИП* с одной входной величиной имеются свои разновидности в зависимости от рода выходной величины, а также тех физических закономерностей, на которых основано устройство

ИП. Так, за *ИП*, входная и выходная величины которых электрические, сохраняется наименование электрических *ИП*. Электромеханическим *ИП*, как разновидностью электрических *ИП*, предлагается называть *ИП* с механической выходной величиной. Дальнейшая детализация этих *ИП* будет рассмотрена в соответствующих главах, посвященных *ИП* (часть вторая).

Развитие цифровой измерительной техники потребовало создания преобразователей, выполняющих функции, связанные с представлением измерительной информации в дискретной форме. В данном случае имеются в виду кодовые преобразователи, преобразующие непрерывную величину в код, т. е. в серию условных сочетаний из некоторого числа символов (преобразователи аналог—код), преобразователи код — аналог, входной величиной которых является код, а выходной—непрерывная величина, и преобразователи, осуществляющие преобразование одного кода в другой код (преобразователи код—код).

Следует также выделить группу модуляционных преобразователей, использующих как гармонические колебания несущей частоты, так и периодическую последовательность импульсов. Эти преобразователи характеризуются тем, что параметры гармонического колебания или последовательности импульсов под воздействием входной величины — модулирующей (часто измеряемой)—изменяются в соответствии с изменением этой величины, благодаря чему на выходе преобразователя получаются модулированные сигналы.

Таким образом, возникает необходимость в разделении преобразователей на аналоговые, когда входная и выходная величины непрерывные, кодовые и модуляционные.

Преобразователи различают также по месту, занимаемому в структурной схеме измерительного прибора: первичный преобразователь, являющийся первым в измерительной цепи и воспринимающим воздействие измеряемой величины; промежуточные и выходной, т. е. последний в измерительной цепи. Выходной преобразователь, как правило, снабжается отсчетным или регистрирующим устройством, фиксирующим значение измеряемой величины (при наличии градуировки в единицах измеряемой величины). Выходная величина выходного преобразователя может использоваться и для ввода в вычислительные, управляющие, регулирующие машины и устройства.

В измерительных приборах, построенных по принципу уравновешивания (см. § 14.5), применяются преобразователи, назначением которых является создание величины, пропорциональной разности между двумя сравниваемыми величинами. Этим преобразователям присваивается наименование преобразователей сравнения на том основании, что их выходной величиной является нескомпенсированная (неуравновешенная) разность двух сравниваемых однородных величин.

Приборы уравновешивания имеют две цепи—прямого преобразования, начиная от входной (измеряемой) величины, и обратного преобразования—к входной величине. Преобразователи, находящиеся в цепи обратного преобразования, называются обратными.

Различают еще дифференциальные преобразователи, состоящие из двух идентичных половин: входная величина действует на каждую половину преобразователя в прямопротивоположных направлениях, а влияющие величины—в одном и том же направлении. Благодаря этому при вычитании выходных величин обоих преобразователей, что достигается соответствующим включением преобразователя в измерительную цепь, исключается погрешность от влияющей величины.

Полезно также все преобразователи разделить на две группы: энергетические и параметрические. Первые характеризуются тем, что для осуществления преобразования в общем случае не требуется постороннего источника энергии (исключая воздействие преобразуемой величины). Параметрические же преобразователи должны быть возбуждены от постороннего источника энергии. Например, преобразователь в виде термопары для измерения температуры может выполнять свои функции без постороннего источника энергии, а термометр сопротивления (нагреваемая проволока) может осуществлять преобразование температуры в сопротивление только будучи возбужденным источником электрического тока.

Необходимо упомянуть и о преобразователях с унифицированным выходным сигналом, в частности в виде определенных значений тока или напряжения, применяемых в Государственной системе промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП) [4]. ГСП включает изделия, строящиеся на основе базовых конструкций с унифицированными параметрами и предназначенные для систем автоматического управления технологическими процессами, планирования и управления предприятиями и отраслями промышленности.

Измерительные приборы. Измерительным прибором называют такое средство измерений, которое позволяет получить измерительную информацию о значении величины, подлежащей измерению, в форме, соответствующей поставленной задаче использования этой информации (восприятие органами чувств человека, автоматическая регистрация, передача на расстояние, использование для регулирования и управления и др.). В настоящее время применяется большое число видов и разновидностей приборов, отличающихся по разным признакам: структуре устройства; способу сравнения с известной величиной; форме представления измерительной информации; роду измеряемой величины и по многим другим признакам. Ограничимся здесь классификацией по главнейшим признакам, раскрывающим техническую сущность и практическое применение электроизмерительных приборов (рис. 2.6).

Измерительные приборы по своему устройству представляют собой совокупность (в определенном сочетании) измерительных преобразователей, что характеризуется структурой прибора. Условным изображением структуры является структурная схема. Структура прибора включает как основные узлы (преобразователи), так и вспомогательные (источники питания электрической энергии, осветительные устройства и др.), которые не принимают непосредственного участия в измерительных преобразованиях, но необходимы для обеспечения требуемых условий работы основных узлов.

По структурному принципу измерительные приборы можно разделить на три вида: прямого преобразования; уравновешивания; смешанного преобразования (сочетание принципа уравновешивания с прямым преобразованием).

Прибор прямого преобразования, структурная схема которого приведена на рис. 2.7, *а*, характеризуется тем, что преобразования происходят только в одном направлении—от входной величины X через преобразователи $П_1$, $П_2$, ..., $П_n$ к выходной величине Y; струк-

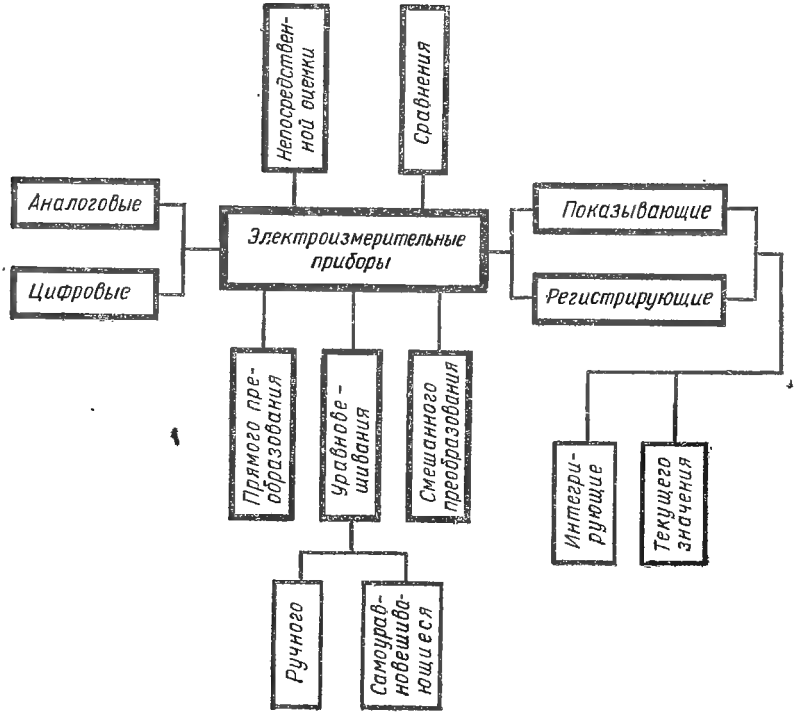


Рис. 2.6

турная схема является разомкнутой. Через Y_1, Y_2, ... обозначены промежуточные выходные величины преобразователей. Приборами прямого преобразования являются стрелочный амперметр, вольтметр.

На рис. 2.7, *б* показана структурная схема прибора уравновешивания (компенсационного прибора), которая имеет две цепи: цепь K, состоящую из преобразователей K_1, K_2, ..., K_n, являющуюся цепью прямого преобразования, и цепь β, или цепь обратного преобразования, содержащую преобразователи β_1, β_2, ..., β_n. Характерным для этих приборов является то, что входная величина X в преобразователе сравнения *ПС* сопоставляется с величиной X_y. Небольшая разность $\Delta X = X - X_y$ поступает в первый преобразователь K_1, после промежуточных преобразований выходная величина Y последнего преоб-

разователя цепи K подвергается обратному преобразованию в цепи β. Структурная схема этих приборов замкнутая, и значение X определяется по значению X_y с погрешностью ΔX. Если реализовать в приборе принцип метода сравнения противопоставлением, схема которого изображена на рис. 2.1, то такой прибор будет являться иллюстрацией прибора уравновешивания. Процесс уравновешивания может осуществляться человеком (наблюдателем) или автоматически; в соответствии с этим различают приборы с ручным уравновешиванием и самоуравновешивающиеся (автоматические).

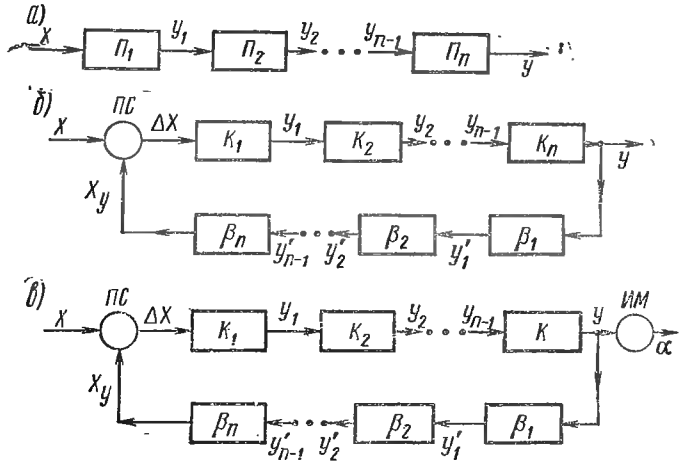


Рис. 2.7

В приборах смешанного преобразования на выходе или на входе, или же на входе и на выходе замкнутой части схемы имеются дополнительные преобразователи. Например на рис. 2.7, *в* приведена структурная схема такого прибора с преобразователем *ИМ* на выходе. В этих приборах измеряемая величина определяется по отсчетному устройству *ИМ*, градуированному в единицах измеряемой величины. Свойства приборов, схемы которых приведены на рис. 2.7, рассматриваются в гл. III.

При измерении любым измерительным прибором осуществляется сравнение (сопоставление) измеряемой величины с однородной величиной, принятой за единицу. Практически такое сравнение происходит с мерой, воспроизводящей значение известной величины. По способу сравнения, заложенному в принцип устройства измерительных приборов, их целесообразно разделить на две группы: приборы сравнения и приборы непосредственной оценки. Прибором сравнения называется прибор, посредством которого в процессе каждого данного измерения производится сравнение измеряемой величины с однородной ей величиной, размер которой известен. Прибор же непосредственной оценки характеризуется тем, что имеет заранее градуированную шкалу в тех

единицах, в которых выражается величина, измеряемая с помощью данного прибора. Таким образом, в этих приборах известная величина, однородная с измеряемой, в процессе каждого измерения не участвует, а сравнение производится через посредство градуированной шкалы и отсчетного устройства.

По своей структуре приборы сравнения являются приборами уравновешивания, а приборы непосредственной оценки—приборами прямого или смешанного преобразования.

По способу выдачи измерительной информации все приборы делятся на показывающие, предназначенные только для визуального наблюдения показаний, и регистрирующие, снабженные дополнительным устройством для регистрации измеряемой величины в функции времени или регистрации функциональной зависимости двух каких-либо величин. Регистрирующие приборы имеют часто и отсчетное устройство для визуального наблюдения показаний.

Среди показывающих и регистрирующих приборов различают приборы, дающие измерительную информацию о текущем значении измеряемой величины, и приборы интегрирующие, осуществляющие интегрирование входной величины по времени (например, счетчик электрической энергии, интегрирующий мощность по времени).

По виду выдаваемой информации все приборы делятся на аналоговые с непрерывной шкалой и цифровые с цифровым отсчетным устройством (цифратором).

По роду измеряемой величины приборам присвоены наименования в зависимости от названия единиц этой величины (в том числе кратных и дольных единиц), для измерения которой они предназначены: амперметры, миллиамперметры, килоамперметры — для измерения тока; омметры, мегаомметры, терраомметры — для измерения сопротивления и т. п.

По характеру применения приборы разделяются на стационарные (щитовые), переносные и для подвижных установок (транспортные).

Комплексные измерительные устройства. В ряде случаев измерительные приборы, преобразователи, меры и вспомогательные устройства объединяются в комплексное устройство общей измерительной цепью для решения определенных измерительных задач. Такие устройства называют измерительными установками, например установка для поверки амперметров и вольтметров на постоянном токе.

Для получения измерительной информации от многих объектов или о большом числе параметров некоторого объекта, а в ряде случаев и для обработки этой информации, создаются особые измерительные устройства, получившие название информационно-измерительных систем. Они представляют собой совокупность средств измерений, кибернетических и вспомогательных устройств.

Комплекс средств измерений, обеспечивающих воспроизведение и хранение единицы измерения (или одну из этих функций) с наибольшей достигнутой в метрологии точностью, выполненный в соответствии с особой спецификацией и утвержденный Государственным комитетом стандартов СМ СССР, называется государственным эталоном СССР. В области электрических измерений такими этало-

нами являются эталоны ампера, вольта, ома, генри и фарады. Государственными магнитными эталонами являются эталоны вебера, теслы и единицы магнитного момента. Государственные эталоны являются в то же время первичными эталонами, занимающими первое место в метрологической подчиненности средств измерений (поверочные схемы). Помимо первичных эталонов, имеются эталоны и других категорий: вторичные, третичные, рабочие, различающиеся по точности воспроизведения единиц и некоторым другим признакам [5].

Средства измерений, применяемые в широкой практике, объединяются под общим названием рабочих средств измерений в отличие от образцовых средств измерений, утвержденных в качестве таковых в установленном порядке. Образцовые средства измерений занимают промежуточное положение между эталонами и рабочими средствами измерений и применяются для поверки последних.

Глава III

ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

§ 3.1. Общие соображения

Электроизмерительная техника располагает большим арсеналом разнообразных средств измерений, предназначенных для различных измерительных задач, определяемых многими факторами, такими, как измеряемая величина, условия измерения, точность, значения величины, использование получаемой измерительной информации и многие другие. Естественно, что отдельные классы, виды и разновидности средств измерений обладают своими специфическими свойствами (параметрами.) Вместе с этим, все средства измерений или большинство из них характеризуются некоторыми общими свойствами, которые позволяют не только оценивать данную разновидность средства измерений, но и сопоставлять между собой разновидности этих средств. В дальнейшем будут рассмотрены только те свойства, которые являются наиболее важными с точки зрения использования средств измерений, т. е. эксплуатационные свойства.

Как уже указывалось, измерительные приборы представляют собой сочетание измерительных преобразователей. Поскольку наиболее существенные свойства преобразователей и приборов определяются исходя из одних и тех же позиций, то в дальнейшем многие свойства будут рассмотрены одновременно и для преобразователей и для приборов.

Преобразования, происходящие в процессе измерения, касаются главным образом сигналов измерительной информации и, хотя это связано с затратой энергии и в ряде случаев с преобразованием одного вида энергии в другой (например, тепловой в электрическую при измерении температуры термопарой), энергетические свойства не являются определяющими. Первостепенное значение в преобразовании сигналов информации имеют метрологические параметры: точность или погрешность, чувствительность средств измерений и др.

Различают статические и динамические свойства преобразователей и приборов. Первые относятся к таким условиям работы средств измерений, когда измеряемая величина детерминирована и не подвергается изменениям в процессе данного измерения. Динамические же свойства имеют в виду такое поведение средств измерений, когда измеряемая величина изменяется во времени.

Для преобразования сигналов измерительной информации в преобразователе или приборе требуется известное время. В зависимости от временных характеристик преобразуемой величины и времени преобразования, определяемом конструктивными параметрами преобразователя, устанавливаются динамические свойства средств измерений.

В каждом преобразователе и приборе имеются входная и выходная величины, которые могут быть электрическими, магнитными или неэлектрическими в зависимости от вида преобразователя, его назначения и выполняемой им функции. Для измерительного прибора в целом входной величиной будет, естественно, та, для измерения которой пред-

назначен прибор; выходной же величиной часто бывает механическая (например, перемещение указателя показывающего прибора) Каждый преобразователь содержит тот или иной чувствительный элемент, который находится под воздействием входной величины или вызываемого ею эффекта. В общем случае каждый преобразователь, а следовательно, и каждый прибор, реагируют на все стороны изучаемого явления или процесса, связанного с объектом измерения. Однако преобразователь должен быть построен так, чтобы реагировать (чувствовать) наиболее сильно только на одну величину (или на несколько величин, если используются одновременно несколько входных величин), а действие всех других величин было бы пренебрежимо мало. Например, для измерения силы тока применяются термоэлектрические приборы (см. § 11.2 и 14.2), в которых первичным преобразователем является нагреватель (проволока, по которой протекает ток), нагревающий горячий спай термопары, э. д. с. которой и является мерой тока. Температура нагревателя может изменяться не только от изменения силы тока, но и от температуры окружающей среды. Очевидно, что в данном случае действие температуры окружающей среды должно быть подавлено.

А. Статические характеристики и параметры средств измерений

§ 3.2. Уравнения преобразования

Функциональную зависимость между выходной величиной (выходным сигналом) Y и входной (входным сигналом) X будем называть уравнением преобразования $Y = f(X)$, которое может быть выражено аналитически или графически*. Данная зависимость должна быть однозначной.

Уравнение преобразования может быть линейным или нелинейным. Чаще всего стремятся иметь линейную зависимость $Y = f(X)$. Однако при сочетании нескольких преобразователей, например в измерительном приборе, отдельные преобразователи могут быть взяты с заведомо нелинейными уравнениями преобразования, чтобы получить линейную зависимость между измеряемой и выходной величинами прибора.

Для преобразователей с несколькими входными величинами X_1, X_2, ..., применяемых в измерительных приборах, уравнение преобразования, как указывалось, имеет вид $Y = f(X_1, X_2, ...)$, и в некоторых случаях можно рассматривать свойства таких приборов и преобразователей, принимая сочетание входных величин в уравнении преобразования за одну сложную величину. Примером может служить электродинамический ваттметр, измерительный механизм которого имеет две входные величины—ток и напряжение, а измеряемой величиной является мощность (см. § 16.2). Если же в таких преобразователях интерес представляет зависимость Y только от одной входной величины X_1, то должны быть приняты меры для поддержания неизмен-

* Применяется также термин «градуировочная характеристика»

ными других входных величин при изменении X_1, а также под влиянием окружающих условий.

В дальнейшем будем рассматривать преобразователи и приборы с линейным уравнением преобразования Для разных преобразователей и приборов эти уравнения могут быть различными в зависимости от принципа действия и устройства, а также выполняемой функции. Отличия касаются начальных значений входной X_0 и выходной Y_0 величин. Возможны варианты: $Y = 0$ при $X = 0$; $Y = 0$ при $X = X_0$ (с подавленным нулем т. е. когда прибор начинает давать показания при $X \geqslant X_0$); $Y = Y_0$ при $X = X_0$ (с безнулевой шкалой, т. е. нижний предел имеет конечное значение X_0). Существуют также такие средства измерений, в которых при изменении знака входной величины изменяется знак и выходной величины (приборы с двусторонней шкалой и нулем посредине).

Уравнение преобразования связывает входную и выходную величины с конструктивными параметрами средств измерений, что позволяет установить возможные отклонения (погрешности) реального уравнения преобразования от градуировочной характеристики, вызванные изменением конструктивных параметров. А это в свою очередь отражается на эксплуатационных свойствах Например, для магнитоэлектрического измерительного механизма (см. § 5.4) уравнение преобразования имеет вид:

$$\alpha = \Psi_0 I / W = Bswl / W, \qquad (3.1)$$

где α — угол отклонения подвижной части (выходная величина); B — индукция в зазоре магнитной системы; s — площадь рамки; w — число витков обмотки рамки; W — удельный противодействующий момент пружин; I — сила тока в обмотке рамки (входная величина).

Пользуясь уравнением (3.1), можно установить, как будет изменяться зависимость $\alpha(I)$ при изменении B, s, W под воздействием тех или иных причин: изменения температуры, внешнего магнитного поля и др.

§ 3.3. Чувствительность

Имея уравнение преобразования, можно найти выражение для одного из важнейших параметров средств измерений—абсолютной чувствительности S, которая в общем случае $S = dY/dX$. Для линейного уравнения преобразования чувствительность определяется наклоном прямой (рис. 3.1):

$$S = \Delta Y / \Delta X = Y / X.$$

Так, для приведенного в § 3.2 примера с магнитоэлектрическим измерительным механизмом

$$S_{\text{мэ}} = \alpha / I = Bsw / W.$$

Чувствительность $S = \text{const}$ в пределах тех значений Y и X, для которых сохраняется линейность уравнения преобразования. Очевид-

но, что для нелинейных средств измерений чувствительность является переменной величиной, различной для разных значений X.

Размерность чувствительности зависит от единиц, в которых выражаются Y и X. Например, для $S_{мэ}$ размерность может быть мм/А или мм/мА и другая, считая что α выражается в миллиметрах шкалы, а ток — в амперах или миллиамперах. Вместо понятия «чувствительность» для многих преобразователей применяют также понятие «коэффициент преобразования».

В практике пользуются и относительной чувствительностью

$$S_0 = \frac{\Delta Y}{\Delta X / X},$$

где $\Delta X/X$ — относительное изменение входной величины, выражаемое чаще всего в процентах; S_0 имеет размерность выходной величины на 1% изменения входной величины.

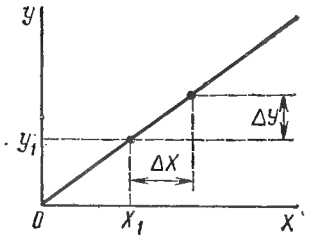


Рис. 3.1

Применяют также выражение относительной чувствительности в виде:

$$S_{00} = \frac{\Delta Y / Y}{\Delta X / X},$$

выражая числитель и знаменатель чаще всего в процентах (например, 1% изменения X вызывает изменение Y на n%).

Существенным параметром является порог чувствительности, определяемый как изменение входной величины, вызывающее наименьшее изменение выходной величины, которое может быть обнаружено с помощью данного средства измерений без каких-либо дополнительных устройств. Порог чувствительности выражается в единицах входной величины.

Для измерительного прибора и меры с переменным значением, имеющим шкалу с неименованными делениями, для получения показания, т. е. значения величины в соответствующих единицах, пользуются постоянной, на которую умножается отсчет. Постоянная $C = 1/S$ при условии, что $S = \text{const}$ по шкале и выражается в соответствующих единицах на один миллиметр шкалы.

Если измерительный прибор состоит из нескольких преобразователей, то в ряде случаев представляет интерес оценить чувствительность прибора через чувствительности входящих в него преобразователей. Решение этой задачи связано со структурой прибора. Для прибора прямого преобразования (см. рис. 2.7, *а*) результирующая чувствительность S равна произведению чувствительностей всех последовательно соединенных преобразователей. Действительно, выражение

$$S = \Delta Y / \Delta X$$

можно представить, в соответствии со структурной схемой рис. 2.7, *а* в виде:

$$S=\frac{\Delta Y_1}{\Delta X}\cdot\frac{\Delta Y_2}{\Delta Y_1}\cdots\frac{\Delta Y}{\Delta Y_{n-1}}=S_1\cdot S_2\cdots S_n=\frac{\Delta Y}{\Delta X}$$

где S_1, S_2, ..., S_n — чувствительности отдельных преобразователей.

Для прибора уравновешивания со структурной схемой, показанной на рис. 2.7, *б*, чувствительность

$$S_п=Y/X,$$

принимая по-прежнему линейную зависимость между Y и X.

Для цепи прямого преобразования (цепь K) результирующая чувствительность

$$S_K=Y/\Delta X, \tag{3.2}$$

а для цепи обратного преобразования (цепь β)

$$S_\beta=X_y/Y. \tag{3.3}$$

Так как $\Delta X=X-X_y$, а из выражений (3.2) и (3.3) следует, что $X_y=S_\beta Y$ и $\Delta X=Y/S_K$, то после подстановки

$$S_п=S_K/(1+S_K S_\beta).$$

Пользуясь приведенными соотношениями, находим, что

$$1/(1+S_K S_\beta)=\Delta X/X=\alpha,$$

где α — относительное неуравновешивание. Тогда

$$S_п=S_K\alpha, \tag{3.4}$$

т. е. чувствительность прибора в целом составляет долю чувствительности цепи прямого преобразования, равную α. Однако, как увидим далее, погрешность прибора в этом случае может быть существенно снижена по сравнению с погрешностью прибора прямого преобразования.

Для прибора с комбинированной структурной схемой чувствительность

$$S_{пK}=S_п S_{вх} S_{вых},$$

где $S_{вх}$ и $S_{вых}$ — чувствительности преобразователей, включенных соответственно до замкнутой цепи и после нее. Применительно к схеме рис. 2.7, *в*,

$$S_{пK}=S_п S_{вых},$$

если $S_{вых}$ — чувствительность выходного преобразователя.

§ 3.4. Погрешности

Ознакомимся предварительно с некоторыми понятиями, связанными с определениями погрешностей. Каждый измерительный прибор имеет отсчетное устройство, которое служит для отсчитывания его показаний (см. § 4.7 и 4.8). Отсчетное устройство аналоговых приборов представляет собой в большинстве случаев шкалу, имеющую отметки (черточки, точки и др.) и числа у некоторых из них, соответствующие значениям измеряемой величины, а также указатель для отсчитывания показаний прибора. Шкалой снабжаются и меры переменного значения. Цифровые приборы имеют особое отсчетное устройство, фиксирующее в виде ряда цифр непосредственно значение измеряемой величины (см. § 4.8).

Пределы измерений (преобразований) Диапазон измерений (преобразований). Для приборов и преобразователей важной характеристикой являются пределы измерений (преобразований). Верхним и нижним пределом измерений прибора называются соответственно наибольшее и наименьшее значения величины, которые могут быть измерены с нормированной погрешностью. Для преобразователей верхним и нижним пределами преобразований следует считать соответственно наибольшее и наименьшее значения входной и выходной величин, в пределах которых нормировано уравнение преобразования или коэффициент преобразования.

Область значений между верхним и нижним пределами определяет диапазон измерений (преобразований). Диапазон измерений (преобразований) может состоять из нескольких частей (поддиапазонов), для каждой из которых могут быть нормированы разные погрешности.

Полный диапазон. Известный интерес с эксплуатационной точки зрения представляет параметр средств измерений, называемый полным диапазоном (в литературе встречается термин «динамический диапазон», которым не рекомендуется пользоваться, так как эта характеристика не связана с динамическими свойствами средств измерений) и равный

$$D = X_п / X_0,$$

где X_0 — порог чувствительности; $X_п$ — конечное значение шкалы — наибольшая величина, которая может быть измерена (преобразована).

В данном случае в отношении $X_п$ не дается указания о нормированной погрешности измерения (преобразования), так как в отдельных случаях прибор или преобразователь может допускать перегрузку при определенных условиях, но погрешность при этом может и превышать погрешность, нормированную для верхнего предела измерений (преобразований). Надо также иметь в виду, что при текущем значении измеряемой (преобразуемой) величины, равном X_0, приведенная погрешность будет равна 100%, а при значениях, меньших X_0, прибор (преобразователь) не дает никакой измерительной информации.

Говоря о погрешностях средств измерений, необходимо установить, по отношению к каким параметрам рассматривается погрешность. Для мер таким параметром является номинальное значение меры, т. е. то значение величины, воспроизводимой мерой, которое указано на ней

или приписано ей. Например, существуют однозначные меры электрического сопротивления в виде измерительных резисторов (см. § 4.2). Положим, что такой резистор изготовлен на 1 Ом; это значение будет являться номинальным для данного резистора. Однако при изготовлении значение сопротивления подгоняется с каким-то допускаемым отступлением от 1 Ом, в зависимости от использованных технических и метрологических средств, например 1,00002 Ом. Это значение, определенное с возможно высокой точностью, рассматривается как действительное значение величины, воспроизводимой мерой, и оно в той или иной степени всегда отличается от номинального значения.

Для измерительного прибора погрешность рассматривается по отношению к его показанию, т. е. к значению величины, которое определяется по отсчетному устройству.

Измерительный преобразователь характеризуется прежде всего уравнением преобразования, а если это уравнение линейное — чувствительностью или коэффициентом преобразования. По отношению к этим параметрам и следует рассматривать погрешность преобразователя, для чего необходимо ввести понятие номинального коэффициента преобразования (номинальной чувствительности) или номинального уравнения преобразования (градуировочной характеристики), которые приписываются преобразователю при его выпуске.

Нормативными документами (стандартами, техническими условиями и др.) устанавливаются нормальные условия эксплуатации средств измерений в отношении так называемых влияющих величин, т. е. таких величин (исключая измеряемую), под действием которых изменяются действительное значение меры, показание прибора или уравнение преобразования преобразователя. Среди влияющих величин наиболее общими являются температура, магнитное поле, влажность, частота переменного тока.

Для нормальных условий применения средств измерений нормативными документами фиксируются определенные нормальные значения влияющих величин (например, относительная влажность окружающей среды до 70%) или нормальные области значений (например, температура от 10 до 35° С).

Следует различать погрешность средства измерений и погрешность измерения этим же средством измерений. В общем случае значения этих погрешностей могут не совпадать. Это зависит главным образом от того, производится ли единичное измерение или многократные наблюдения, каково значение измеряемой величины по отношению к верхнему пределу измерений прибора (если сопоставляются погрешности измерений с погрешностью прибора, отнесенной к верхнему пределу). Однако научные и методологические основы погрешностей измерений и погрешностей средств измерений имеют много общего и более детально рассматриваются в гл. XIII.

Основная погрешность. Погрешность при нормальных условиях применения средств измерений называется основной погрешностью. Если же значение влияющей величины отклоняется от нормального, то помимо основной погрешности может возникнуть еще дополнительная погрешность. Это следует иметь в виду, применяя то или иное

средство измерений. Погрешности выражают в виде абсолютных величин и в виде относительных. Различают:

а) абсолютную погрешность меры

$$\Delta X_{м} = X_{н} - X_{д},$$

где $X_{н}$ и $X_{д}$ — соответственно номинальное и действительное значения меры;

б) абсолютную погрешность измерительного прибора

$$\Delta X_{п} = X_{п} - X_{д},$$

где $X_{п}$ — показание прибора; $X_{д}$ — действительное значение измеряемой величины;

в) абсолютную погрешность измерительного преобразователя, которая может выражаться по отношению к входной или выходной величине. Для входной величины

$$\Delta X_{вх} = X_{вх.н} - X_{вх},$$

где $X_{вх.н}$ — значение входной величины, определяемое по действительному значению выходной величины и номинальному коэффициенту преобразования (номинальной чувствительности) или уравнению преобразования; $X_{вх}$ — действительное значение входной величины. Аналогично определяется погрешность преобразователя в отношении выходной величины. Строго говоря, погрешности должны были бы определяться по отношению к истинному значению величины. Однако так как истинное значение остается неизвестным, то практически вместо истинного принимают действительное значение величины;

г) относительную погрешность средства измерений, часто выражаемую в процентах:

$$\gamma_{о} = (\Delta X / X_{д})\, 100,$$

где ΔX — абсолютная погрешность.

Для оценки многих видов средств измерений широко применяется приведенная погрешность, выражаемая в процентах:

$$\gamma_{о.п} = \Delta X / X_{н.з},$$

где $X_{н.з}$ — нормирующее значение, т. е. некоторое установленное значение, по отношению к которому рассчитывается погрешность.

Часто в качестве нормирующего значения для приведенной погрешности принимают верхний предел измерения прибора. Для многих средств измерений по приведенной погрешности устанавливают класс точности прибора. Например, прибор класса 0,5 может иметь основную приведенную погрешность, не превышающую 0,5%. Вместе с этим прибор должен удовлетворять соответствующим требованиям и в отношении допускаемых дополнительных погрешностей [6].

В настоящее время в нормативных документах нормируются, как правило, значения основной и дополнительных погрешностей, рассматриваемые как наибольшие для данного средства измерений. Однако, учитывая что одной из основных целей нормирования погрешностей средств измерений является определение погрешности результата измерения, вызываемой главным образом случайными процессами,

ставится вопрос о нормировании погрешностей, основываясь на вероятностно-статистическом подходе (в настоящее время утвержден ГОСТ 8009—72).

Изучение характера распределения погрешностей от текущего значения входной величины показывает, что целесообразно рассматривать погрешность данного средства измерений, состоящей из двух частей или двух погрешностей. Одна из них является независимой от чувствительности средства измерений и постоянной для всех значений входной величины в пределах диапазона измерений (преобразований) и называется аддитивной. Вторая же погрешность изменяется пропорционально текущему значению входной величины и называется мультипликативной, или погрешностью чувствительности. В соответствии с этим в нормативных документах на отдельные средства измерений погрешности выражают двучленной формулой. Для абсолютной погрешности применяют выражение

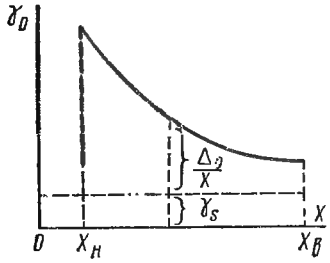


Рис. 3.2

$$\Delta X = \pm (\Delta_0 + \gamma_s X),$$

где Δ_0 — аддитивная погрешность; γ_s — относительная погрешность чувствительности, а для относительной погрешности

$$\gamma_0 = \pm [\gamma_s + (\Delta_0/X)],$$

причем, если γ_0 выражается в процентах, то Δ_0/X умножается на 100 и γ_s дается в процентах.

Например, для мостов переменного тока (см. § 15.6) основная погрешность в процентах нормируется в виде формулы $\pm[a + (10/C) \times \times (1 + a)]$ при измерении емкости C, где a — численное обозначение класса точности моста, C—в пикофарадах.

На рис. 3.2 графически изображена зависимость $\gamma_0 = f(X)$. Верхний и нижний пределы измерений обозначены соответственно через $X_в$ и $X_н$ и для этого диапазона нормируется погрешность средств измерений.

Дополнительные погрешности. Уравнение преобразования рассматривалось нами как зависимость выходной величины Y только от входной X. В действительности (в общем случае) Y зависит также и от ряда влияющих величин X_1, X_2, ..., т. е. $Y = f(X, X_1, X_2, ..., X_n)$. Полный дифференциал Y

$$dY = \frac{\partial Y}{\partial X} dX + \frac{\partial Y}{\partial X_1} dX_1 + \frac{\partial Y}{\partial X_2} dX_2 + ... + \frac{\partial Y}{\partial X_n} dX_n.$$

Частные производные в правой части этого уравнения являются чувствительностями прибора (преобразования) к входной величине и

к влияющим величинам, т. е

$$\frac{\partial Y}{\partial X}=S_x,\quad \frac{\partial Y}{\partial X_1}=S_{x_1};\quad \frac{\partial Y}{\partial X_2}=S_{x_2};\ \ldots,\quad \frac{\partial Y}{\partial X_n}=S_{x_n}.$$

Тогда

$$dY=S_x\,dX+S_{x_1}\,dX_1+S_{x_2}\,dX_2+\ldots+S_{x_n}\,dX_n. \qquad (3.5)$$

Из выражения (3.5) следует, что влияющие величины не будут вызывать погрешности, если $S_{x_1}=0$, $S_{x_2}=0$, ..., $S_{x_n}=0$ или если $dX_1=0$, $dX_2=0$, ..., $dX_n=0$. В последнем случае требуется, чтобы значения влияющих величин оставались неизменными как при градуировке прибора, так и при измерении, т. е. чтобы соблюдались нормальные условия эксплуатации средств измерений. Для реализации этого требования отдельные виды средств измерений снабжаются дополнительным устройством, позволяющим в процессе измерений периодически проверять градуировку. Требование равенства нулю (или приближения к нулю) чувствительностей по отношению к влияющим величинам учитывают при создании средств измерений, применяя соответствующую конструкцию, а также особые устройства, компенсирующие действие влияющих величин. Например, для уменьшения влияния внешнего магнитного поля на приборы непосредственной оценки применяют астатический измерительный механизм или магнитный экран (см. § 5.6).

Из (3.5) следует еще один путь уменьшения дополнительных погрешностей—увеличение S_x по сравнению с чувствительностями к влияющим величинам. Однако полностью исключить действие влияющих величин не удается или же это не оправдывается с экономической точки зрения, что приводит к необходимости нормировать дополнительные погрешности, о чем уже говорилось.

Как правило, нормированные дополнительные погрешности от каждой влияющей величины не должны превосходить основной погрешности.

При аналитическом определении относительной погрешности чувствительности средств измерений от воздействия той или иной влияющей величины общим приемом является логарифмирование уравнения преобразования и последующее дифференцирование. При этом полагают выходную величину неизменной, а погрешность определяется как изменение входной величины при действии влияющей величины. В качестве примера воспользуемся уравнением преобразования магнитоэлектрического измерительного механизма (3.1). Выражение для относительной погрешности от действия влияющей величины, например температуры, будет иметь вид:

$$\gamma_t=\frac{dI}{I}=\frac{dW}{W}-\frac{dB}{B}-\frac{ds}{s},$$

полагая, что число витков рамки $w=\text{const}$.

Погрешность чувствительности комплекса преобразователей. Ранее было показано, что чувствительность прибора прямого преобразо-

вания или ряда преобразователей в цепи прямого преобразования выражается форму :

$$S = S_1 \cdot S_2 \ldots S_n.$$

Логарифмируя, а затем дифференцируя это выражение, можно найти относительную погрешность чувствительности

$$\gamma_s = \frac{dS}{S} = \frac{dS_1}{S_1} + \frac{dS_2}{S_2} + \ldots + \frac{dS_n}{S_n} = \gamma_{s_1} + \gamma_{s_2} + \ldots + \gamma_{s_n}.$$

Здесь имеется в виду наиболее неблагоприятный случай, когда все отдельные погрешности имеют один и тот же знак.

Для приборов уравновешивания с замкнутой структурной схемой, пользуясь тем же приемом, найдем относительную погрешность чувствительности:

$$\gamma_{s_n} = \frac{dS_K}{S_K} - \frac{dS_K}{S_K} \cdot \frac{S_K S_\beta}{1 + S_K S_\beta} - \frac{dS_\beta}{S_\beta} \cdot \frac{S_K S_\beta}{1 + S_K S_\beta} =$$

$$= \frac{dS_K}{S_K} \cdot \frac{1}{1 + S_K S_\beta} - \frac{dS_\beta}{S_\beta} \cdot \frac{S_K S_\beta}{1 + S_K S_\beta}.$$

Так как $dS_K/S_K = \gamma_{s_K}$ и $dS_\beta/S_\beta = \gamma_{s_\beta}$, то

$$\gamma_{s_n} = \gamma_{s_K} \cdot \frac{1}{1 + S_K S_\beta} - \gamma_{s_\beta} \cdot \frac{S_K S_\beta}{1 + S_K S_\beta}.$$

Или, применяя ранее принятые обозначения,

$$1/(1 + S_K S_\beta) = \alpha \quad \text{и} \quad S_K S_\beta/(1 + S_K S_\beta) = 1 - \alpha,$$

получим:

$$\gamma_{s_n} = \gamma_{s_K} \alpha + \gamma_{s_\beta} (1 - \alpha).$$

В правой части этого уравнения оба члена взяты с одинаковыми знаками, предполагая неблагоприятный случай сложения погрешностей по модулю.

На рис. 3.3 изображены зависимости от $(1 - \alpha)$ погрешности γ_{s_n}, а также ее составляющих. По мере увеличения $(1 - \alpha)$, т. е. при более полном уравновешивании, доля погрешности цепи прямого преобразования уменьшается, а доля погрешности цепи обратного преобразования увеличивается. Но надо иметь в виду, что вместе с этим чувствительность прибора уменьшается во столько же раз, во сколько раз уменьшается доля погрешности цепи прямого преобразования [см. (3.4)]. Уменьшение доли погрешности цепи прямого преобразования целесообразно в том случае, когда γ_{s_β} существенно меньше γ_{s_K}. В практике электроприборостроения это реализуется в приборах сравнения, в частности в компенсаторах (см. § 14.5), где, применяя

в цепи обратного преобразования точные и стабильные резисторы с малой γ_{s_β}, удается получить высокоточный прибор.

Для приборов смешанного преобразования результирующая погрешность чувствительности

$$\gamma_{s_n} = \gamma_{s_K}\alpha + \gamma_{s_\beta}(1-\alpha) + \gamma_{\text{вых}},$$

где $\gamma_{\text{вых}}$ — погрешность чувствительности выходного преобразователя.

Абсолютная погрешность, как уже говорилось, определяется как разность показания прибора и действительного значения измеряемой величины. Последнее определяется при поверке прибора по образцовым средствам измерений, которые также обладают погрешностями. В свою очередь, образцовые средства измерений низшего разряда подвергаются поверке по образцовым средствам измерений более высокого разряда (по точности) и таким путем доходят до первичного эталона данной величины. Но единица этой величины воспроизводится также с некоторой погрешностью. Поэтому истинное значение измеряемой величины оказывается неизвестным, а вместо него принимают действительное значение, приближающееся в большей или меньшей степени к истинному. По мере усовершенствования средств и методов измерений появляется возможность более точных измерений и тем самым все большего приближения к истинному значению.

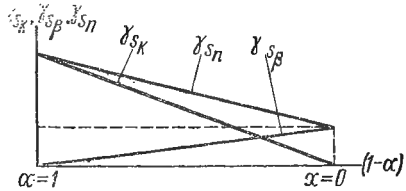


Рис. 3.3

В технической практике для оценки точности какого-либо конкретного измерения с помощью данного средства измерений применяют нормированные погрешности, ограничиваясь указанием значения такой погрешности. При измерении же образцовыми средствами измерений и при особо точных измерениях для получения действительного значения измеряемой величины в ряде случаев учитывают погрешности средств измерений путем введения поправок. Поправка—значение величины, одноименной с измеряемой, прибавляемой к полученному при измерении значению с целью исключения систематической погрешности, т. е. поправка $c = X_д - X$.

Источников погрешностей как основной, так и дополнительных существует много. Одни из погрешностей имеют характер систематических, другие — случайных. Например, неправильная градуировка шкалы приборов (ошибочное нанесение штрихов), подгонка сопротивлений измерительных резисторов с отступлением от номинальных значений вызывают появление систематической погрешности, постоянной по размеру и знаку. Но вместе с этим прибор обладает и случайными погрешностями. Если взять электромеханический прибор с подвижной частью на осях, то вследствие переменного трения в опорах погрешность от трения будет иметь случайный характер. В процессе эксплуатации прибора отдельные его элементы подвергаются старе-

нию, изменяются их параметры не только от времени, но и вследствие воздействия различных факторов — температуры, влажности и др. В результате с течением времени градуировка нарушается и возникает погрешность также случайного характера. Таким образом, приходится считать, что результирующая погрешность прибора чаще всего имеет случайный характер и не может быть детерминированной в виде одного какого-либо значения, а должна характеризоваться полосой рассеяния. Вследствие этого перед значением погрешности следует ставить знак $\pm$, например абсолютная погрешность $\pm \Delta X$.

При рассмотрении основной погрешности имелась в виду результирующая погрешность средств измерений, обусловленная всей совокупностью факторов, вызывающих эту погрешность. В ряде случаев представляется существенным выделить и оценить отдельные виды погрешностей. Отметим одну из важных частных погрешностей — это погрешность, сокращенно называемая погрешностью от нелинейности. Обусловлена она тем, что нелинейное реальное уравнение преобразования заменяют линейным. Естественно, что при этом возникает погрешность, которую целесообразно оценить отдельно.

Суммирование погрешностей. Изложенные соображения, касающиеся результирующей погрешности прибора, состоящего из ряда преобразователей, по существу затрагивают вопрос о суммировании погрешностей. Сюда же относится вопрос об определении результирующей погрешности прибора или преобразователя, когда она образуется из ряда частичных погрешностей, обусловленных либо воздействием различных, не связанных между собой, влияющих величин (температура, магнитное поле и др.), либо воздействием одной какой-либо влияющей величины на отдельные элементы преобразователя или на все преобразователи, входящие в состав прибора. Вопрос о суммировании погрешностей как по отношению к средствам измерений, так и в отношении результата измерений является общим и рассматривается в гл. XIII.

§ 3.5. Обобщенные сопротивления. Потребляемая мощность

В § 1.1 уже говорилось о том, что при измерении (измерительном преобразовании) измеряемый объект и средство измерений взаимно связаны; это взаимодействие необходимо, и без него не было бы измерения. Однако при таком взаимодействии измерительная информация от объекта измерения не должна сколько-нибудь заметно искажаться, т. е. она должна сохраняться такой же, как и до включения средства измерений. Это относится не только к первичному преобразователю, воспринимающему измерительную информацию от объекта измерения, но и к любому другому промежуточному преобразователю, получающему сигнал измерительной информации от предшествующего преобразователя и передающего после преобразования этот сигнал последующему преобразователю. В этом отношении средства измерений характеризуются входным и выходным сопротивлениями, а также мощностью.

Входное сопротивление должно быть либо большим, либо малым, в зависимости от свойств объекта измерений, условий измерения,

значения измеряемой величины и метода измерений. Для электрических величин эти требования можно формулировать следующим образом. Большое входное сопротивление требуется тогда, когда выходной сигнал от предшествующего преобразователя (или объекта измерения) выдается в форме напряжения и потребляется минимум тока или мощности. Примером может служить измерение напряжения вольтметром объекта измерения с большим внутренним сопротивлением (малой мощности). Чем больше будет сопротивление вольтметра, тем меньше будет сказываться его искажающее влияние. Малое же сопротивление требуется в тех случаях, когда выходной сигнал от предшествующего преобразователя (или объекта измерения) выдается в форме тока при минимуме потребляемой мощности данным преобразователем. При измерении силы тока амперметром вносимое им искажение будет тем меньше, чем меньше его входное сопротивление.

Выходное сопротивление определяет мощность, которая может быть передана последующему преобразователю при данном значении (уровне) выходного сигнала. Преобразователь с выходной стороны бывает нагружен тем или иным сопротивлением, и для наиболее эффективного использования преобразователей необходимо согласование входного сопротивления данного преобразователя с выходным сопротивлением предшествующего преобразователя. Если выходное сопротивление мало по сравнению с входным сопротивлением последующего преобразователя, то характер работы данного преобразователя соответствует источнику постоянного напряжения; если же выходное сопротивление велико, то — источнику постоянного тока. Это обстоятельство должно учитываться при комплектовании нескольких преобразователей в единой последовательной цепи. Отметим, что для двух преобразователей в цепи прямого преобразования надо учитывать следующее: чем меньше выходное сопротивление предшествующего преобразователя по отношению к входному сопротивлению последующего преобразователя, тем меньше взаимная зависимость характеристик преобразователей.

Говоря о мощности преобразователя, следует иметь в виду, помимо изложенных соображений, также аддитивную погрешность, которая зависит от нестабильности во времени нулевого уровня, тепловых шумов и помех. Естественно, что с увеличением мощности преобразователя относительное влияние указанных факторов будет уменьшаться. Однако при этом необходимо учитывать повышенное воздействие этих факторов на предшествующий преобразователь, от которого потребуется бо́льшая мощность. Кроме того, в ряде случаев приходится отказываться от применения приборов и преобразователей, требующих большой мощности, например при измерении в маломощной цепи. Так, для регистрации какого-либо медленно изменяющегося во времени процесса (тока, напряжения и др.) применяют самопишущие приборы с записью пером на бумажной ленте (см. § 17.2). Вследствие трения пера о бумагу измерительный механизм такого прибора должен иметь увеличенный вращающий момент, что требует повышенной мощности от объекта измерения и не всегда осуществимо.

Понятие сопротивления преобразователя применяется не только

к измерению электрических величин, но и к измерению механических, тепловых и другого рода величин. В связи с этим нашли применение более общие понятия: обобщенное входное сопротивление и обобщенное выходное сопротивление, определяемые в общем случае как отношение обобщенной силы к обобщенной скорости. Например, под механическим сопротивлением понимают отношение силы к вызванной ею скорости. Однако не для всех видов энергии понятие сопротивления соответствует общему определению.

Приведенные соображения, касающиеся входного и выходного сопротивлений, применимы и для обобщенных сопротивлений.

§ 3.6 Быстродействие

Вопрос о быстродействии средств измерений имеет несколько аспектов. В данном разделе остановимся только на одном из них — времени, затрачиваемом на измерение, понимая под этим промежуток времени с момента изменения измеряемой величины до момента установления показания прибора. Имеется в виду измерение постоянных величин, не изменяющихся за время данного измерения. Для аналоговых приборов непосредственной оценки ГОСТ 1845—59 нормирует время успокоения прибора, определяемое как промежуток времени с момента изменения измеряемой величины до момента, когда указатель отсчетного устройства не будет удаляться от установившегося отклонения более чем на 1% длины шкалы. Число 1% установлено с учетом погрешностей прибора, в том числе возможной погрешности отсчета. При этом имеется в виду, что при включении прибора значение измеряемой величины должно быть таким, чтобы указатель занял положение, соответствующее геометрической середине шкалы. Для большинства видов приборов время успокоения не должно превышать 4 с, т. е. каждый новый отсчет может производиться примерно через 4 с.

Для цифровых приборов характерным является время измерения — промежуток времени от момента изменения измеряемой величины или начала принудительного цикла измерения до момента установления нового показания Также определяют и время преобразования для кодовых преобразователей, имея в виду изменение преобразуемой величины и получение нового значения выходной величины.

Быстродействием цифровых приборов и преобразователей называют отношение числа измерений (преобразований) за некоторый промежуток времени к этому промежутку времени

Для сопоставления с аналоговыми приборами укажем, что отдельные типы современных электронных цифровых приборов характеризуются быстродействием до десятков тысяч измерений в секунду и более. Наряду с этим имеются цифровые приборы с быстродействием одно измерение в секунду, но более точные.

Наличие приборов, обладающих высоким быстродействием, дает возможность повышать точность измерений введением дополнительных

вычислительных устройств для обработки большого числа единичных измерений.

Другой аспект быстродействия измерительных приборов, связанный с измерением изменяющихся во времени величин, рассматривается в разделе динамических свойств приборов и преобразователей (см. раздел Б настоящей главы).

§ 3.7. Надежность

Средства измерений в условиях эксплуатации должны удовлетворять, как уже говорилось, определенным нормированным требованиям. В первую очередь это касается предельных основной и дополнительных погрешностей. С точки зрения эксплуатации весьма существенно, чтобы нормированные свойства средств измерений сохранялись в течение некоторого установленного времени, не выходя за допускаемые пределы. В соответствии с этим надежность определяется как свойство изделия выполнять заданные функции, сохраняя свои эксплуатационные параметры, в установленных пределах, в течение заданного времени и в заданных условиях эксплуатации. С понятием надежности связано понятие отказа — нарушения работоспособности изделия, полного или частичного. Различают внезапный отказ, когда изделие полностью теряет свою работоспособность, например, обрыв электрической цепи измерительного прибора, и постепенный отказ, когда с течением времени ухудшаются параметры отдельных элементов прибора, а это приводит к тому, что нормированные свойства средств измерений выходят за допустимые пределы. Оценка последнего вида отказов для средств измерений является особенно важной, так как это позволяет обоснованно устанавливать сроки периодического контроля, регулировки и поверки средств измерений. Нужно отметить, что расчет показателей надежности для средств измерений, особенно для сложных средств измерений, не является еще полностью решенной задачей.

Теоретической основой расчета показателей надежности является теория вероятностей, поскольку отказы рассматриваются как явления случайные и к ним применимы статистические оценки.

При расчетах надежности различают восстанавливаемое и невосстанавливаемое изделия, работоспособность которых при отказе подлежит или не подлежит (или не поддается) восстановлению в пределах срока службы. Основными показателями надежности, нормированными для Государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации, являются: вероятность безотказной работы в течение заданного времени; интенсивность отказов в течение заданного времени, т. е. число изделий, обнаруживших отказ, отнесенное к данному промежутку времени и к числу изделий, эксплуатирующихся за тот же промежуток времени; среднее время безотказной работы и др. [7].

Методика расчета показателей надежности может быть использована та, которая излагается в [7] применительно к электронным измерительным приборам.

§ 3.8. Экономичность

Средства измерений, в зависимости от назначения и условий эксплуатации, должны быть по возможности просты конструктивно и в обращении, а стоимость их должна быть экономически оправдана. При выборе того или иного средства измерений нужно обоснованно устанавливать требования в отношении их основных параметров. Следует помнить, что высокая чувствительность и точность, как правило, связаны с более высокой стоимостью, которая не во всех случаях оправдывается. Кроме того, высокочувствительные и высокоточные средства измерений требуют соблюдения надлежащих условий эксплуатации для реализации их высоких параметров. Может оказаться, что создать требуемые условия в каком-то конкретном случае не представляется возможным. В этом случае выбор таких средств измерений повлечет за собой излишние затраты материальных средств без надлежащего технического эффекта.

Требования, касающиеся свойств средств измерений, нормируются многими ГОСТами. Основными для аналоговых электроизмерительных приборов являются ГОСТ 1845—59 «Приборы электроизмерительные. Общие технические требования» и ГОСТ 9763—67 «Приборы электронные измерительные. Общие технические требования».

6. Динамические характеристики и параметры средств измерений

§ 3.9. Методы оценки свойств средств измерений в динамическом режиме

Зависимость между входной и выходной величинами преобразователя (прибора) описывается дифференциальными уравнениями, связывающими эти величины через параметры преобразователя. Решение этих уравнений, с учетом начальных условий, можно производить, применяя классический математический аппарат. Полученная в результате такого решения функция (или параметр), представляющая собой отношение мгновенных значений выходной и входной величин, называется динамической чувствительностью прибора (или преобразователя). Однако одним из наиболее удобных методов решения является операторный метод. Преобразователь можно характеризовать передаточной функцией $S(p)$, определяемой как отношение операторного изображения $Y_{\text{вых}}(p)$ выходной величины к операторному изображению входной величины $X_{\text{вх}}(p)$:

$$S(p) = Y_{\text{вых}}(p)/X_{\text{вх}}(p). \qquad (3.6)$$

Передаточная функция называется также о п е р а т о р н о й ч у в с т в и т е л ь н о с т ь ю. Формально передаточную функцию можно рассматривать как особый вид записи дифференциального уравнения, связывающего входную и выходную величины через параметры преобразователя. Передаточная функция позволяет получить сведения о выходной величине при любом виде сигнала, воздействующего на вход преобразователя; для этого по изображению выходной величины находят ее оригинал. В реальных условиях работы на вход преобразо-

вателя чаще всего действует величина, изменяющаяся скачком (ступенчато) или синусоидально.

Для получения зависимости от времени выходной величины при скачкообразном изменении входной, т. е. переходной характеристики, по изображению

$$Y_{\text{вых}}(p) \to \dot{X}_{\text{вх}} S(p)$$

находится выходная величина

$$Y_{\text{вых}}(t) \to Y_{\text{вых}}(p).$$

Переходная чувствительность $S(t) \to S(p)$ отличается от переходной характеристики только постоянным множителем $X_{\text{вх}}$.

Свойства преобразователя при воздействии на его вход синусоидально изменяющейся величины характеризуются комплексной чувствительностью, представляющей собой отношение комплексных амплитуд выходной $\dot{Y}_{\text{вых}}$ и входной $\dot{X}_{\text{вх}}$ величин. Комплексная чувствительность может быть получена из операторной чувствительности путем замены оператора p на мнимое число $j\omega$:

$$\dot{S} = \dot{Y}_{\text{вых}} / \dot{X}_{\text{вх}} = f(j\omega). \tag{3.7}$$

Модуль комплексной чувствительности $|S|$, т. е. отношение модулей $|\dot{Y}_{\text{вых}}|$ и $|\dot{X}_{\text{вх}}|$, называется **амплитудно-частотной**, или короче, **частотной**, **характеристикой**:

$$|\dot{S}| = |\dot{Y}_{\text{вых}}| / |\dot{X}_{\text{вх}}| = f_s(\omega), \tag{3.8}$$

а аргумент $\varphi = f_\varphi(\omega)$ — **фазо-частотной**, или **фазовой характеристикой**.

Для оценки точности преобразователя в динамическом режиме используется понятие динамической погрешности как разности между динамической чувствительностью реального преобразователя и динамической чувствительностью идеального преобразователя (номинальной чувствительностью). Под идеальным преобразователем понимается преобразователь, осуществляющий заданное преобразование без искажений.

Выходная величина реального преобразователя может отличаться от выходной величины идеального преобразователя и по абсолютному значению и по временно́му сдвигу. В частности, при синусоидальном воздействии входной величины у реального преобразователя выходная величина будет отличаться от выходной величины идеального преобразователя как по значению, так и по фазе и обе погрешности будут функциями частоты. Первая погрешность называется **амплитудно-частотной**, или просто **частотной**, **погрешностью преобразователя**, а вторая — **фазо-частотной**, или **фазовой**, **погрешностью**.

По выражению для динамической чувствительности все многочисленные типы преобразователей можно объединить в ограниченное число групп. Поэтому в дальнейшем будут рассматриваться свойства типовых преобразователей.

Прежде всего преобразователи можно разделить на безинерционные, чувствительность которых не зависит от частоты изменения входного сигнала, и инерционные, у которых чувствительность зависит от частоты входного сигнала. Чувствительность инерционных преобразователей в простейших случаях может быть пропорциональна текущему значению частоты (такие преобразователи принято называть идеально дифференцирующими) или обратно пропорциональна текущему значению частоты (идеально интегрирующие преобразователи).

Существуют также преобразователи и с более сложными зависимостями чувствительности от частоты. Из таких преобразователей будут рассмотрены колебательные преобразователи, представляющие собой колебательную систему с сосредоточенными жесткостью и инерционностью.

Динамическая чувствительность прибора, состоящего из нескольких преобразователей, определяется так же, как и статическая чувствительность (см. § 3.3), т. е. как произведение динамических чувствительностей отдельных преобразователей.

§ 3.10. Свойства дифференцирующего преобразователя

Идеальный дифференцирующий преобразователь характеризуется следующим уравнением преобразования:

$$y_{\text{вых}} = S_0 \tau (dx_{\text{вх}}/dt),$$

где S_0 — коэффициент пропорциональности; τ — постоянная времени.

В операторной форме это уравнение имеет вид:

$$Y_{\text{вых}}(p) = S_0 \tau p X_{\text{вх}}(p).$$

Отсюда операторная чувствительность

$$S(p) = Y_{\text{вых}}(p)/X_{\text{вх}}(p) = S_0 \tau p,$$

а комплексная

$$\dot{S} = \dot{Y}_{\text{вых}}/\dot{X}_{\text{вх}} = jS_0 \tau \omega.$$

Частотная характеристика

$$|\dot{S}| = |\dot{Y}_{\text{вых}}| / |\dot{X}_{\text{вх}}| = S_0 \tau \omega$$

и фазовая

$$\varphi = +\pi/2.$$

На рис. 3.4 представлены частотная и фазовая (рис. 3.4, *а*), а также переходная (рис. 3.4, *б*) характеристики идеального дифференцирующего преобразователя (пунктирные линии). Для удобства пользования здесь, как и в дальнейшем, при построении частотных и переходных характеристик по осям абсцисс и ординат отложены безразмерные величины.

Как видно из рис. 3.4, *а*, чувствительность идеального дифференцирующего преобразователя прямо пропорциональна частоте, а угол

сдвига между входной и выходной величинами всюду равен $+90°$, т. е. выходная величина опережает входную на угол $\pi/2$.

Для переходной характеристики такого преобразователя в момент скачкообразного изменения входной величины $x_{вх}$ (рис. 3.4, *б*) характерно то, что выходная величина $y_{вых}$ теоретически мгновенно изменяется от бесконечно большого значения до нуля.

Рассмотрим теперь простейшую пассивную дифференцирующую цепь (рис. 3.5). Для этой цепи напишем

$$u_{вх} = i_1 R + \frac{1}{C}\int i_1\,dt = u_{вых} + \frac{1}{C}\int i_1\,dt,$$

полагая $i_2 = 0$.

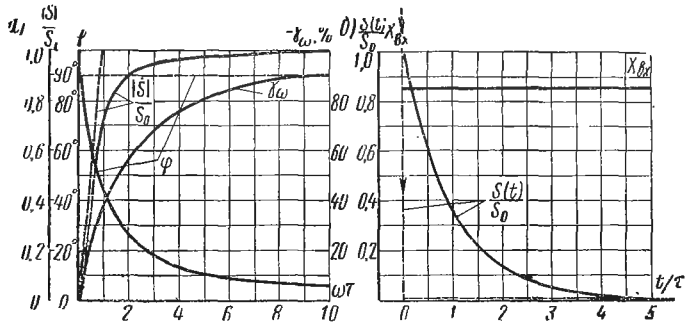


Рис. 3.4

Отсюда:

$$u_{вых} + \frac{1}{RC}\int u_{вых}\,dt = u_{вх},$$

или

$$\tau\frac{du_{вых}}{dt} + u_{вых} = \tau\frac{du_{вх}}{dt}, \qquad (3.9)$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи.

В более общем виде уравнением реального дифференцирующего преобразователя является

$$\tau\frac{dy_{вых}}{dt} + y_{вых} = S_0\,\tau\frac{dx_{вх}}{dt}.$$

В операторной форме это уравнение переписывается в виде

$$(1+\tau p)Y_{вых}(p) = S_0\,\tau p X_{вх}(p).$$

Следовательно, операторная чувствительность преобразователя

$$S(p)=Y_{\text{вых}}(p)/X_{\text{вх}}(p)=S_0[\tau p/(1+\tau p)],$$

а комплексная

$$\dot{S}=\dot{Y}_{\text{вых}}/\dot{X}_{\text{вх}}=S_0[j\omega\tau/(1+j\omega\tau)].$$

Частотная характеристика

$$|\dot{S}|=|\dot{Y}_{\text{вых}}|/|X_{\text{вх}}|=S_0[\omega\tau/\sqrt{1+(\omega\tau)^2}]$$

и фазовая

$$\varphi=\operatorname{arctg}(1/\omega\tau). \qquad (3.10)$$

Безразмерные частотные и фазовые характеристики реального дифференцирующего преобразователя показаны на рис. 3.4 сплошными линиями.

Как видно из выражений (3.10), дифференцирующая цепь (см. рис. 3.5) на низких частотах ($\tau\omega \ll 1$) по своим свойствам приближается к идеальному дифференцирующему преобразователю, а на высоких частотах ($\tau\omega \gg 1$) — к безынерционному преобразователю.

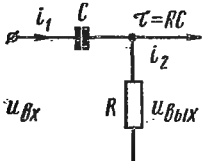


Рис. 3.5

В реальных условиях преобразователь с передаточной функцией $S(p)=S_0\tau p/(1+\tau p)$ может использоваться и как дифференцирующий (RC-цепь; индукционный преобразователь; см. § 9.3) и как безынерционный (пьезоэлектрический преобразователь; см. § 10.1).

При дифференцировании синусоидального входного сигнала возникает частотная погрешность:

$$\gamma_\omega=\frac{|\dot{S}_{\text{р}}|-|\dot{S}_{\text{и}}|}{|\dot{S}_{\text{и}}|}=\frac{[S_0\,\omega\tau/\sqrt{1+(\omega\tau)^2}]-S_0\,\omega\tau}{S_0\,\omega\tau}=\frac{1-\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \qquad (3.11)$$

где $|\dot{S}_{\text{и}}|=S_0\omega\tau$ — частотная характеристика идеального дифференцирующего преобразователя (см. формулы в начале параграфа); $|\dot{S}_{\text{р}}|=S_0\omega\tau/\sqrt{1+(\omega\tau)^2}$ — частотная характеристика реального дифференцирующего преобразователя (3.10).

График частотной погрешности $\gamma_\omega=f(\omega\tau)$ изображен на рис. 3.4, *а*, по которому при заданном значении τ легко определить погрешность на частоте ω.

Из (3.10) следует, что уменьшение погрешности дифференцирования (путем уменьшения τ) дается лишь ценой значительной потери чувствительности. Анализ показывает [9], что, например, при $\gamma_\omega=-1\%$ отношение $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ для дифференцирующей цепи (см. рис. 3.5) должно быть не более 1/7.

При использовании преобразователя в качестве безынерционного с номинальной динамической чувствительностью $S(p)=S_0$ частотная

погрешность возникает на низких частотах и подсчитывается по формуле:

$$\gamma_{\omega} = \frac{|\dot{S}_{\text{р}}| - |\dot{S}_{\text{и}}|}{|\dot{S}_{\text{и}}|} = \frac{[S_0\,\omega\tau/\sqrt{1+(\omega\tau)^2}] - S_0}{S_0} = \frac{\omega\tau - \sqrt{1+(\omega\tau)^2}}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}. \quad (3.12)$$

Из (3.12) видно, что частотная погрешность преобразователя, обладающего дифференцирующими свойствами, но используемого в качестве безынерционного, тем меньше, чем больше постоянная времени τ и при $\omega\tau \geqslant 10$ становится пренебрежимо малой. Очевидно, что с ростом частоты ω измеряемого процесса погрешность уменьшается и при $\omega \to \infty$ стремится к нулю.

Переходная характеристика реального дифференцирующего преобразователя при ступенчатой форме входного сигнала с амплитудой $X_0 = \text{const}$ находится из решения дифференциального уравнения (3.9), которое при нулевых начальных условиях имеет вид

$$y_{\text{вых}} = S_0 e^{-t/\tau} X_0;$$

отсюда переходная чувствительность

$$S(t) = y_{\text{вых}}/X_0 = S_0 e^{-t/\tau}$$

и, как видно, представляет собой экспоненту (см. рис. 3.4, *б*).

§ 3.11 Свойства интегрирующего преобразователя

Идеальный интегрирующий преобразователь описывается следующим уравнением преобразования:

$$\tau \frac{dy_{\text{вых}}}{dt} = S_0\, x_{\text{вх}}, \text{ т. е. } y_{\text{вых}} = \frac{S_0}{\tau}\int x_{\text{вх}}\, dt. \quad (3.13)$$

В операторной форме это уравнение имеет вид:

$$Y_{\text{вых}}(p) = S_0\, X_{\text{вх}}(p)/\tau p.$$

Отсюда операторная чувствительность

$$S(p) = Y_{\text{вых}}(p)/X_{\text{вх}}(p) = S_0/\tau p,$$

а комплексная

$$\dot{S} = \dot{Y}_{\text{вых}}/\dot{X}_{\text{вх}} = S_0/j\omega\tau.$$

Следовательно, частотная характеристика

$$|\dot{S}| = |\dot{Y}_{\text{вых}}|/|\dot{X}_{\text{вх}}| = S_0/\omega\tau \quad (3.13а)$$

представляет собой гиперболу, а фазовый угол φ между входной и выходной величинами не зависит от частоты и равен

$$\varphi = -\pi/2 = -90^\circ.$$

На рис. 3.6, *а* пунктирными линиями изображены безразмерные частотная и фазовая характеристики идеального интегрирующего преобразователя.

При внезапном приложении к преобразователю ступенчатого входного сигнала $x_{вх} = X_0 = \text{const}$ и нулевых начальных условиях из (3.13) найдем:

$$y_{вых} = S_0 X_0 (t/\tau), \tag{3.14}$$

где t — время интегрирования, откуда переходная чувствительность

$$S(t) = y_{вых}/X_0 = S_0(t/\tau).$$

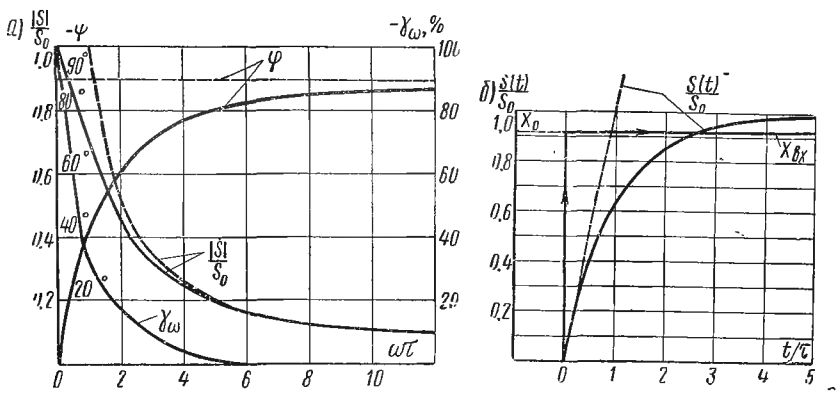


Рис. 3.6

Эта характеристика в безразмерном виде $S(t)/S_0 = f(t/\tau)$ представлена графически на рис. 3.6, *б* пунктирной линией.

Рассмотрим интегрирующую пассивную RC-цепь (рис. 3.7), для которой, полагая $i_2 = 0$, можно написать:

$$u_{вх} = i_1 R + u_{вых}, \text{ т. е. } i_1 = (u_{вх} - u_{вых})/R.$$

Но

$$u_{вых} = \frac{1}{C}\int i\,dt = \frac{1}{C}\int \frac{(u_{вх} - u_{вых})}{R}\,dt.$$

Обозначив $RC = \tau$ и продифференцировав последнее уравнение по времени, имеем:

$$(du_{вых}/dt)\,\tau + u_{вых} = u_{вх}. \tag{3.15}$$

В более общем случае уравнение для реального интегрирующего преобразователя, получившего в литературе также название апериодического, или инерционного, звена первого порядка, будет иметь вид:

$$\tau(dy_{вых}/dt) + y_{вых} = S_0 x_{вх}. \tag{3.16}$$

Это уравнение в операторной форме запишется так:

$$(1+\tau p)\,Y_{\text{вых}}(p)=S_0 X_{\text{вх}}(p),$$

откуда операторная чувствительность

$$S(p)=Y_{\text{вых}}(p)/X_{\text{вх}}(p)=S_0/(1+\tau p),$$

а комплексная

$$\dot{S}=\dot{Y}_{\text{вых}}/\dot{X}_{\text{вх}}=S_0/(1+j\omega\tau).$$

Частотная характеристика

$$|\dot{S}|=|\dot{Y}_{\text{вых}}|/|\dot{X}_{\text{вх}}|=S_0/\sqrt{1+(\omega\tau)^2} \qquad (3.17)$$

и фазовая

$$\varphi=\operatorname{arctg}(\omega\tau).$$

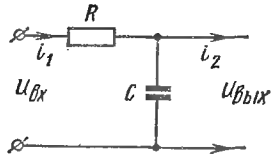


Рис. 3.7

На рис. 3.6, *а* сплошными линиями представлены безразмерные частотная и фазовая характеристики реального интегрирующего преобразователя.

При внезапном приложении к преобразователю ступенчатого входного сигнала $x_{\text{вх}} = X_0 = \text{const}$ из (3.16) найдем

$$y_{\text{вых}}=S_0 X_0(1-e^{-t/\tau})=(y_{\text{вых}})_\infty(1-e^{-t/\tau}), \qquad (3.18)$$

где $(y_{\text{вых}})_\infty = S_0X_0$ — установившееся значение выходной величины при $t=\infty$.

Таким образом, для переходной чувствительности можно написать:

$$\left.\begin{aligned} &S(t)=y_{\text{вых}}/X_0=S_0(1-e^{-t/\tau}),\\ \text{или}\quad &S(t)/S_0=1-e^{-t/\tau}. \end{aligned}\right\} \qquad (3.19)$$

Последняя зависимость представлена на рис. 3.6, *б* сплошной линией.

Преобразователь, описываемый уравнением (3.16), целесообразно рассмотреть (так же, как это делалось для дифференцирующего преобразователя) с двух точек зрения. Рассмотрим, прежде всего, случай, когда подобный преобразователь используется по своему прямому назначению — для интегрирования. При этом ограничимся двумя простейшими случаями: интегрированием синусоидального входного сигнала и интегрированием входной величины ступенчатой формы.

При интегрировании синусоидально изменяющейся величины, пользуясь выражениями (3.13а) и (3.17), найдем относительную частотную погрешность

$$\gamma_\omega=\frac{|\dot{S}_{\text{р}}|-|\dot{S}_{\text{и}}|}{|\dot{S}_{\text{и}}|}=\frac{[S_0/\sqrt{1+(\omega\tau)^2}]-S_0/\omega\tau}{S_0/\omega\tau}=\frac{\omega\tau-\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}. \qquad (3.20)$$

Из зависимости $\gamma_\omega = f(\omega\tau)$, изображенной на рис. 3.6, *а*, видно, что погрешность интегрирования синусоидального сигнала всюду отрицательная и резко уменьшается с ростом частоты (точнее, с ростом $\omega\tau$). Таким образом, в противоположность дифференцирующему преобразователю, интегрирующие устройства будут обладать тем меньшей погрешностью, чем больше постоянная времени τ и чем выше частота ω. Однако увеличение τ приводит, как и для дифференцирующего преобразователя, к уменьшению чувствительности [см. (3.17)].

При интегрировании входной величины ступенчатой формы с амплитудой X_0 абсолютную переходную амплитудную погрешность Δy можно найти, имея в виду соотношения (3.14) и (3.18), по формуле:

$$\Delta y = (y_{\text{вых.р}}) - (y_{\text{вых.и}}) = S_0 X_0 (1 - e^{-t/\tau}) - \\ - S_0 X_0 (t/\tau) = S_0 X_0 [1 - (t/\tau) - e^{-t/\tau}]. \qquad (3.21)$$

Из выражения (3.21) следует, что переходная погрешность интегрирования ступенчатого сигнала непрерывно возрастает во времени и при $t = \infty$ бесконечно велика и отрицательна по знаку.

Рассмотрим теперь погрешности апериодического преобразователя, используемого в качестве безынерционного. Такого рода погрешности возникают, например, в термометрах сопротивления и термопарах при измерении переменных температур. При измерении синусоидально изменяющихся величин имеем

$$\gamma_\omega = \frac{|\dot{S}_р| - |\dot{S}_и|}{|\dot{S}_и|} = \frac{[S_0/\sqrt{1+(\omega\tau^2)}] - S_0}{S} = \frac{1 - \sqrt{1+(\omega\tau)^2}}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \qquad (3.22)$$

где $|\dot{S}_и| = S_0$ — частотная характеристика идеального безынерционного преобразователя; $|\dot{S}_р| = S_0/\sqrt{1+(\omega\tau)^2}$ — частотная характеристика реального интегрирующего преобразователя, используемого, однако, для измерения самой величины $x_{вх}$, а не ее интеграла.

Формула (3.22) полностью идентична (3.11). Следовательно, все выводы, полученные из этой формулы в § 3.10, остаются справедливыми*. Очевидно, что при очень малом значении τ, когда $(\omega\tau)^2 \ll 1$, как это следует из (3.22), интегрирующий преобразователь приобретает свойства безынерционного.

Найдем переходные погрешности интегрирующего преобразователя, используемого в режиме безынерционного.

При внезапном приложении входного воздействия X_0 ступенчатой формы вместо уравнения преобразования вида $y_{вых} = S_0 X_0$ имеет место уравнение преобразования вида (3.19). В результате абсолютная переходная погрешность

$$\Delta y = (y_{\text{вых.р}}) - (y_{\text{вых.и}}) = S_0 X_0 (1 - e^{-t/\tau}) - S_0 X_0 = -S_0 X_0 e^{-t/\tau}.$$

---

* Таким образом, частотные погрешности дифференцирующего преобразователя, используемого по своему прямому назначению — дифференцированию, совершенно аналогичны таковым для интегрирующего преобразователя, работающего в качестве безынерционного, и наоборот

Переходная погрешность Δy в данном случае характеризует отставание выходной величины $y_{вых}$ от того установившегося значения $(y_{вых})_\infty = S_0 X_0$, которое наступает при $t = \infty$. Очевидно, чем меньше постоянная времени τ, тем быстрее $y_{вых}$ достигает установившегося значения и тем лучше, с этой точки зрения, преобразователь.

§ 3.12 Свойства колебательного преобразователя

К колебательным преобразователям относятся системы (механические, акустические, гидравлические, электрические), в которых имеются взаимосвязанные определенным образом масса, успокоение и жесткость (в обобщенном смысле этих понятий). Типичным преобразователем такого типа является механическая система (рис. 3.8, *а*), содержащая подвижную массу m, пружину с жесткостью c_0 и успокоитель с коэффициентом успокоения P.

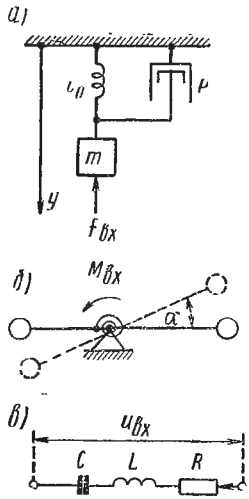


Рис. 3.8

При воздействии на массу m внешней силы $f_{вх}$ движение этой массы относительно неподвижной системы координат описывается известным дифференциальным уравнением второго порядка:

$$m\frac{d^2 y_{вых}}{dt^2} + P\frac{dy_{вых}}{dt} + c_0 y_{вых} = f_{вх}, \quad (3.23)$$

где $y_{вых}$ — перемещение подвижной части.

Если рассмотреть механическую систему с вращающейся подвижной частью, например подвижную часть измерительного механизма (рис. 3.8, *б*), имеющую момент инерции J, коэффициент успокоения P и пружину с жесткостью W (удельный противодействующий момент), то при действии на нее вращающего момента $M_{вх}$ дифференциальное уравнение движения будет иметь вид:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M_{вх}, \quad (3.24)$$

где α — угол поворота подвижной части.

Как и для электрического контура— последовательно соединенных индуктивности L, сопротивления R и емкости C (рис. 3.8, *в*) — имеем:

$$L\frac{d^2 q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + \frac{1}{C}q = u_{вх}.$$

Аналогичные уравнения для подобных систем имеют место и в гидроакустике.

Таким образом, в общем виде колебательные преобразователи можно описать следующим дифференциальным уравнением преобразования:

$$m\frac{d^2y_{\text{вых}}}{dt^2}+P\frac{dy_{\text{вых}}}{dt}+c_0\,y_{\text{вых}}=S_0\,x_{\text{вх}}, \tag{3.25}$$

где m, P, c_0 — соответственно обобщенные масса, коэффициент успокоения и жесткость; $y_{\text{вых}}$ — обобщенное перемещение; $x_{\text{вх}}$ — обобщенная сила.

В зависимости от вида энергии меняются и конкретные понятия входящих в (3.25) параметров m, P и c_0. Уравнение (3.25) можно представить в ином виде:

$$\frac{d^2y_{\text{вых}}}{dt^2}+h\frac{dy_{\text{вых}}}{dt}+\omega_0^2\,y_{\text{вых}}=\frac{S_0}{m}x_{\text{вх}}, \tag{3.26}$$

где $h=P/m$ — коэффициент, характеризующий успокоение; $\omega_0=2\pi/T_0=\sqrt{c_0/m}$ — угловая частота собственных колебаний преобразователя (при отсутствии успокоения); T_0 — период собственных незатухающих колебаний; для колебательного преобразователя, подвижная часть которого совершает угловые перемещения, $T_0=2\pi\sqrt{J/W}$.

В операторной форме (3.26) имеет вид

$$(p^2+hp+\omega_0^2)\,Y_{\text{вых}}(p)=(S_0/m)\,X_{\text{вх}}(p),$$

откуда операторная чувствительность

$$S(p)=Y_{\text{вых}}(p)/X_{\text{вх}}(p)=S_0/[m\,(p^2+hp+\omega_0^2)].$$

Комплексная чувствительность

$$\dot{S}=\dot{Y}_{\text{вых}}/\dot{X}_{\text{вх}}=S_0/[m\,(\omega_0^2-\omega^2+jh\omega)].$$

Частотная характеристика

$$|\dot{S}|=|\dot{Y}_{\text{вых}}|/|\dot{X}_{\text{вх}}|=S_0/\left[m\sqrt{(\omega_0^2-\omega^2)^2+h^2\omega^2}\right]. \tag{3.27}$$

Фазовая характеристика

$$\alpha=\operatorname{arctg}\left(-\frac{h\omega}{\omega_0^2-\omega^2}\right)=\operatorname{arctg}\left(\frac{2\beta\eta}{1-\eta^2}\right), \tag{3.28}$$

где $\eta=\omega/\omega_0$; $\beta=P/\left[2\sqrt{mc_0}\right]=h/2\omega_0$ — степень успокоения.

Принимая во внимание приведенные выражения для η и β, перепишем (3.27) для частотной характеристики в виде

$$|\dot{S}|=S_0/\left[c_0\sqrt{(1-\eta^2)^2+(2\beta\eta)^2}\right], \tag{3.29}$$

или

$$|\dot{S}|\,(c_0/S_0)=1/\sqrt{(1-\eta^2)^2+(2\beta\eta)^2}.$$

На рис. 3.9 приведены безразмерные частотная (3.9, *а*) и фазовая (3.9, *б*) характеристики при разных значениях β.

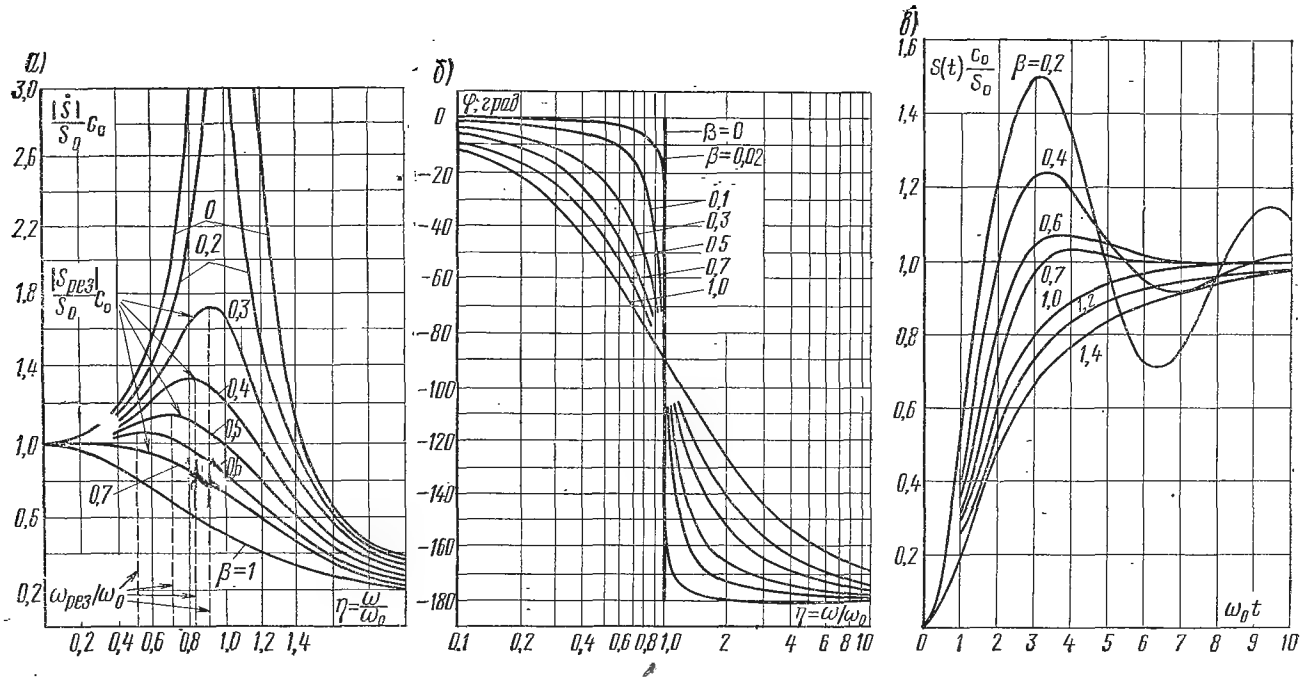

а)
б)
в)
$\frac{|\dot{S}|}{S_0}c_0$
$\frac{|S_{рез}|}{S_0}c_0$
$\omega_{рез}/\omega_0$
$\eta=\frac{\omega}{\omega_0}$
β=1
0
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
φ, град
β=0
β=0,02
0,1
0,3
0,5
0,7
1,0
$\eta=\omega/\omega_0$
$S(t)\frac{c_0}{S_0}$
β=0,2
0,4
0,6
0,7
1,0
1,2
1,4
$\omega_0 t$

Рис. 3.9

Как видно из кривых, наиболее благоприятный, с точки зрения равномерности, вид имеют частотные характеристики при степени успокоения $\beta = 0{,}6 \div 0{,}7$. Частотная характеристика при $\beta \geqslant 1/\sqrt{2} = 0{,}707$, как показывает анализ, не имеет подъема. Максимальное значение чувствительности $|S|_{рез}$ при резонансной частоте $\omega_{рез}$ и заданных постоянных S_0 и c_0 зависит только от степени успокоения β. Важно отметить, что резонансная частота $\omega_{рез}$ и, следовательно, период резонансных колебаний $T_{рез}$ отличаются от частоты ω_0 и периода T_0, а именно:

$$\omega_{рез} = \omega_0 \sqrt{1-\beta^2}, \quad T_{рез} = T_0/\sqrt{1-\beta^2}. \tag{3.30}$$

Решение (3.25) при внезапном приложении к преобразователю входного сигнала ступенчатой формы дает следующие выражения для переходной характеристики [10]:

1) при $\beta < 1$ (недоуспокоенный периодический режим)

$$S(t) = \frac{y_{вых}}{x_{вх}} = \frac{S_0}{c_0}\left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin\left(\omega_0 t \sqrt{1-\beta^2} + \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{1-\beta^2}{\beta^2}}\right)\right];$$

2) при $\beta = 1$ (критический режим)

$$S(t) = \frac{y_{вых}}{x_{вх}} = \frac{S_0}{c_0}\left[1 - e^{-\omega_0 t}(1 + \omega_0 t)\right];$$

3) при $\beta > 1$ (переуспокоенный режим)

$$S(t) = \frac{y_{вых}}{x_{вх}} = \frac{S_0}{c_0}\left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2-1}} \operatorname{sh}\left(\omega_0 t \sqrt{\beta^2-1} + \operatorname{arcth} \sqrt{\frac{\beta^2-1}{\beta^2}}\right)\right].$$

На рис. 3.9, *в* приведены кривые безразмерных переходных характеристик $S(t)c_0/S_0 = f(\omega_0 t)$ при разных β. Из кривых видно, что в преобразователях со степенью успокоения $\beta = 0{,}6 \div 0{,}7$ движение прекращается (устанавливается) наиболее быстро. Вот почему, например, в электроизмерительных стрелочных приборах стремятся, с целью получения наиболее быстрого успокоения подвижной части, обеспечить $\beta = 0{,}6 \div 0{,}7$.

Рассмотрим работу преобразователя в приборах для измерения и записи синусоидально изменяющихся величин. Это соответствует наиболее важному практическому случаю эксплуатации самопишущих приборов, светолучевых осциллографов, акселерометров и других устройств.

Частотная погрешность определяется с учетом уравнения (3.29) по формуле:

$$\gamma_\omega = \frac{|\dot{S}_р| - |\dot{S}_и|}{|\dot{S}_и|} = \frac{\dfrac{S_0}{c_0\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}} - \dfrac{S_0}{c_0}}{S_0/c_0} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}} - 1. \tag{3.31}$$

На рис. 3.10 изображены кривые $\gamma_\omega = f(\eta)$ при разных степенях успокоения β.

Представляет интерес остановиться на трех крайних режимах.

1. $\beta = 0$ (успокоение отсутствует). В этом случае, как следует из (3.31),

$$\gamma_\omega = \frac{1}{1-\eta^2} - 1 = \frac{\eta^2}{1-\eta^2}.$$

Подобный режим, мыслимый только теоретически, так как в реальном преобразователе всегда будет существовать успокоение (воздушное,

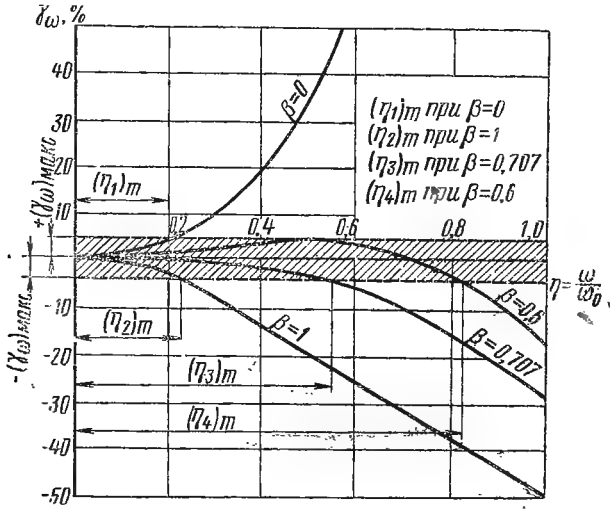


Рис. 3.10

от трения и др.), является крайне неблагоприятным при записи переменных во времени величин, так как частотная погрешность быстро растет с ростом частоты (см. рис. 3.10) в области до резонанса (положительная погрешность), а за резонансом начинает столь же быстро падать и затем становится отрицательной. Когда частота вынуждающей силы ω и частота собственных колебаний ω_0 совпадают ($\eta = 1$), частотная погрешность принимает бесконечно большое значение. Кроме того, как это следует из рис. 3.9, *б*, фазовая погрешность в этой же точке скачкообразно принимает значение—180°, т. е. на частоте ω_0 выходная величина преобразователя скачком изменяет свою фазу относительно входной на 180°. В связи со сказанным, в приборах для записи переменных во времени величин не используются преобразователи с малой (меньше 0,2÷0,3) степенью успокоения.

Однако, как это следует из (3.29), чувствительность преобразователя в области $\omega_{рез}$ (т. е. когда $\eta \approx 1$), приобретая наибольшее значение (см. рис. 3.9, *а*), будет тем выше, чем меньше степень успокоения β. Иначе говоря, частотно-избирательные свойства преобразователя резко улучшаются с уменьшением β. Этим обстоятельством пользуются для построения специальных высокочувствительных приборов пере-

менного тока, называемых резонансными гальванометрами, настраиваемых так, чтобы их подвижная часть находилась в резонансе с частотой электрического тока (см. § 14.4). Точно так же в резонансных язычковых герцметрах используются резонирующие консольные пластинки (см. § 18.2). Следует подчеркнуть, что и в таких приборах и преобразователях, работающих на резонансе, слишком малая степень успокоения может привести к затруднениям в эксплуатации, так как малейшее изменение частоты возмущающей силы (например, тока) приводит к столь большому уменьшению чувствительности (система слишком избирательна), что преобразователь начинает работать неустойчиво.

2. $\beta = 1$ (критическое успокоение). В этом случае

$$\gamma_\omega = \frac{1}{1+\eta^2} - 1 = -\frac{\eta^2}{1+\eta^2}.$$

Из графика, изображенного на рис. 3.10, видно, что частотная погрешность при $\beta = 1$ всюду отрицательная и возрастает с ростом частоты возмущающей силы. В связи с тем, что при $\beta = 0{,}6 \div 0{,}7$ имеет место более благоприятное изменение погрешности γ_ω в функции частоты, критический режим успокоения в приборах для измерения и записи переменных во времени величин является нежелательным, и он используется практически только в высокочувствительных гальванометрах постоянного тока.

3. $\beta = \sqrt{2}/2 = 0{,}707$. В этом случае

$$\gamma_\omega = \frac{1}{\sqrt{1+\eta^4}} - 1$$

Из кривых (см. рис. 3.10) видно, что при $\beta = 0{,}707$ частотная погрешность преобразователя остается также всюду отрицательной, но возрастает с увеличением $\eta = \omega/\omega_0$ значительно медленнее, чем при $\beta = 1$.

Можно показать, что при $\beta = 0{,}6 \div 0{,}65$ имеют место наиболее благоприятные условия изменения частотной погрешности в функции отношения частот η. Для успокоения $\beta = 0{,}6 \div 0{,}65$ погрешность γ_ω в области частот, меньших $\omega_0 (\eta = 0{,}6 \div 0{,}7)$, имеет положительный знак, а при частотах, больших $\omega_0 (\eta > 0{,}7)$, — отрицательный.

Все сказанное иллюстрируется примером (см. рис. 3.10), на котором пунктирными линиями ограничено поле (заштриховано) с предельно допустимой частотной погрешностью $\pm(\gamma_\omega)_{\text{макс}}$, равной $\pm 4\%$, и указаны области частот $(\eta_1)_m \div (\eta_4)_m$ для разных β, в которых погрешность γ_ω не превышает $\pm 4\%$.

Из изложенного следует, что во всех случаях и вне зависимости от значения β для уменьшения динамических погрешностей следует стремиться к увеличению частоты собственных колебаний $\omega_0 = \sqrt{c_0/m}$, т. е. к уменьшению η.

Однако увеличение ω_0 «оплачивается» уменьшением статической чувствительности преобразователя, что видно из (3.29): для статической чувствительности ($\eta = 0$)

$$|\dot{S}|_{\omega=0} = \dot{S}_0/c_0 = \dot{S}_0/m\omega_0^2.$$

Подробный анализ показывает, что переходные погрешности колебательного преобразователя минимальны также при $\beta = 0{,}6 \div 0{,}7$ и уменьшаются с ростом частоты ω_0.

§ 3.13. Методы коррекции динамических погрешностей преобразователей

Для коррекции частотных характеристик преобразователей и приборов с целью расширения рабочего частотного диапазона используются частотно-зависимые корректирующие цепи.

Различают два основных типа корректирующих цепей — пассивные и активные. Первые представляют собой пассивные четырехполюсники (электрические или механические), выходная величина которых зависит определенным образом от частоты изменения входной величины. Активные корректирующие цепи являются активными четырехполюсниками (усилители), имеющими определенные частотные характеристики.

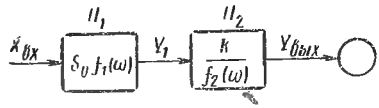


Рис. 3.11

Корректирующие звенья могут включаться как последовательно с корректируемым преобразователем (последовательная коррекция), так и параллельно (параллельная коррекция).

Основная идея коррекции заключается в следующем. Пусть преобразователь $П_1$ (рис. 3.11) обладает некоторой частотной характеристикой $|\dot{S}_{П_1}| = S_0 f_1(\omega)$, где S_0 — частотная характеристика идеального преобразователя. В этом случае, используя последовательное корректирующее звено $П_2$ с частотной характеристикой $|\dot{S}_{П_2}| = k/f_2(\omega)$ (k — постоянный коэффициент), для результирующей частотной характеристики имеем:

$$|\dot{S}| = |\dot{Y}_{вых}|/|\dot{X}_{вх}| = |\dot{S}_{П_1}||\dot{S}_{П_2}| = S_0 f_1(\omega)\, k/f_2(\omega).$$

Если частотную характеристику корректирующего звена подобрать так, чтобы $f_1(\omega) = f_2(\omega)$, то

$$|\dot{S}| = S_0 k = \text{const}$$

не будет зависеть от частоты изменения входной величины, и динамические погрешности будут отсутствовать.

Однако практически подобрать частотную характеристику корректирующего звена, полностью удовлетворяющую условию $f_1(\omega) = f_2(\omega)$, крайне трудно, вследствие чего коррекция динамических погрешностей осуществляется лишь приближенно в определенной области частот.

Поскольку желаемая частотная характеристика корректирующего звена должна быть обратной таковой для корректируемого преобразователя, можно сформулировать следующее основное правило при выборе корректирующего звена: если корректируемый преобразователь обладает нежелательным эффектом дифференцирования в рабочей

области частот, то корректирующее звено в этой же области частот должно обладать интегрирующими свойствами, и наоборот.

Для коррекции динамических свойств преобразователей, описываемых уравнениями более высоких порядков (например, колебательных), применяют более сложные корректирующие звенья. В частности, для расширения рабочего диапазона колебательных преобразователей в области до резонанса, когда степень успокоения преобразователя невелика ($\beta < 0{,}5$), используется цепь (рис. 3.12, *а*), которая

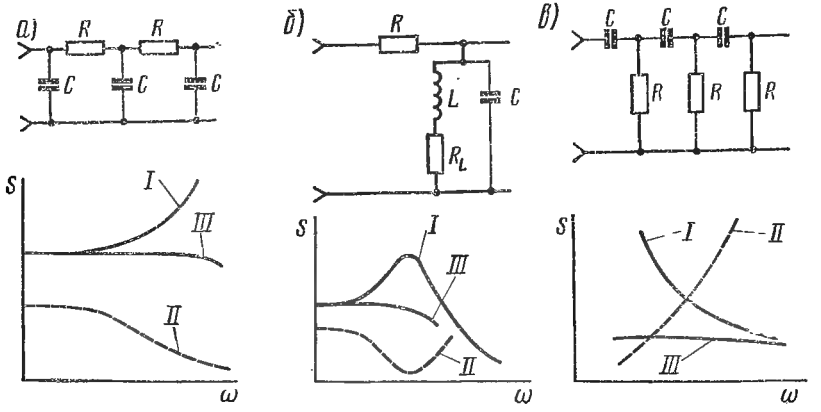


Рис. 3.12

уменьшает положительную частотную погрешность недоуспокоенного преобразователя. На рисунке: *I* — частотная характеристика некорректированного преобразователя; *II* — частотная характеристика корректирующего звена; *III* — результирующая частотная характеристика.

Лучшие результаты коррекции динамических погрешностей колебательных преобразователей обеспечивает резонансная цепь (рис. 3.12, *б*), параметры которой подбираются так, чтобы подъем частотной характеристики преобразователя в области резонанса компенсировался соответствующим спадом характеристики корректирующего звена.

Для коррекции преобразователей в области частот за резонансом используются дифференцирующие цепи (рис. 3.12, *в*).

Пассивная коррекция, как показывает анализ, дается лишь ценой значительного уменьшения чувствительности системы «преобразователь — корректирующая цепь», причем чем больше в результате коррекции расширяется частотный диапазон этой системы, тем больше энергии теряется в корректирующей цепи. В этом отношении активная коррекция обладает существенным преимуществом перед пассивной, ибо путем подбора соответствующих коэффициентов усиления усилителей можно добиться должного эффекта коррекции при сохранении (или, даже, увеличении) чувствительности системы в целом.

Глава IV

ЭЛЕМЕНТЫ, ОТСЧЕТНЫЕ И РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

А. Электрические меры и параметрические элементы цепей средств измерений

§ 4.1. Общие соображения

В цепях средств электрических измерений существенную роль выполняют такие элементы, как резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и взаимной индуктивности. Параметры этих элементов должны соответствовать заданным значениям, быть неизменными во времени (стабильными) и независимыми, в установленных пределах, от внешних влияний и условий эксплуатации.

Для поверочных целей и для таких измерений, когда требуется знать с высокой точностью значения воспроизводимой мерой величины, применяются так называемые измерительные катушки сопротивлений, индуктивности и взаимной индуктивности и конденсаторы как самостоятельные элементы.

§ 4.2. Резисторы

Непроволочный резистор представляет собой керамический каркас цилиндрической формы, покрытый проводящим слоем, поверх которого нанесен защитный слой лака. Особенностью непроволочных резисторов является возможность их использования в цепях высокой частоты, благодаря тому что они имеют малую постоянную времени и в них слабо проявляется поверхностный эффект.

Проволочные резисторы изготовляются из изолированного провода, в том числе литого микропровода (диаметром меньше 20 мкм) в стеклянной изоляции (изобретение советского ученого А. В. Улитовского), для больших сопротивлений и ленты—для малых сопротивлений [11].

Наиболее часто употребляемым проводящим материалом является манганин [сплав, состоящий из 84% Cu; 12% Mn и 4% Ni], имеющий $\rho = 4{,}6 \cdot 10^{-7}$ Ом/м, ТКС 0,003%/1° С и термо-э. д. с. в паре с медью не более 1 мкВ/1° С.

В приборах особо высокой точности и когда требуется большая стабильность сопротивления резисторы изготовляют на основе печатных схем. На манганиновый лист как основание наклеивается изоляция (стекловолокно), поверх которой приклеивается манганиновая фольга. Далее фотографическим способом на фольгу наносят рисунок сопротивления, после чего фольга протравливается и незащищенные рисунком части фольги устраняются.

Важным параметром резисторов является нагрузочная способность, определяемая выделяющейся в нем допустимой мощностью, не вызывающей изменения сопротивления сверх установленного значения.

Резисторы, предназначенные для цепей переменного тока, должны характеризоваться малым изменением сопротивления от поверхностного эффекта и иметь небольшую постоянную времени. Для этого применяют проволоку из тонких жил (литцендрат) и специальные виды намотки [12].

На рис. 4.1, *а* приведена приближенная эквивалентная схема резистора, где L и C — соответственно остаточная индуктивность и шунтирующая емкость как сосредоточенные параметры, R — сопротивление постоянному току. В действительности резисторы имеют распределенные емкость и индуктивность, но, как известно, часто на практике пользуются приведенной эквивалентной схемой.

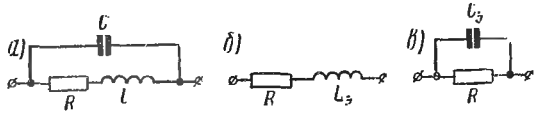


Рис. 4.1

При частоте переменного тока $\omega \ll \omega_0$, где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, эквивалентную схему можно принять согласно рис. 4.1, *б*. Эквивалентная индуктивность в этом случае $L_э = L - CR^2$. В случае, когда $L_э$ получается отрицательной (преобладание шунтирующей емкости), имеем схему, изображенную на рис. 4.1, *в*, и эквивалентная емкость $C = C - (L/R^2)$.

Тангенс угла сдвига φ между напряжением, приложенным к резистору, и током в нем

$$\operatorname{tg}\varphi = x/r = \omega[L(1-\omega^2LC) - CR^2]/R,$$

где x и r—реактивное и активное сопротивления резистора.

При частотах, для которых $1 \gg \omega^2LC$,

$$\operatorname{tg}\varphi = \omega[(L/R) - CR] = \omega\tau,$$

где $\tau = (L/R) - CR$ — постоянная времени резистора.

Наряду с резисторами, имеющими малый температурный коэффициент сопротивления, применяют термисторы, выполненные из полупроводниковых материалов и обладающие большим отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Они имеют нелинейную зависимость сопротивления от температуры (см. § 11.3).

Измерительные катушки сопротивления используются как однозначные образцовые меры сопротивления для поверочных целей и как рабочие меры, например при измерении силы тока по падению напряжения на них.

На рис. 4.2 показано схематическое устройство герметизированной измерительной катушки сопротивления. На металлический цилиндрический каркас *1* с изоляционным покрытием бифилярно намотана изолированной манганиновой проволокой обмотка *2*, концы которой выведены через изоляторы к зажимам *6*. Катушка герметизируется внешним металлическим цилиндром *3*, укрепленным на пластмассо-

вой крышке *4*. Для улучшения охлаждения катушка погружается в трансформаторное масло. Температура измеряется термометром, вставляемым в отверстие *7* пластмассового кармана.

Катушки, как правило, изготовляются на номинальные значения сопротивления в омах, равные 1×10^n, где n — целое число, в пределах от —5 до +9 (ГОСТ 6864—69). Изготовляются катушки типов КСИ, КСИГ и КСИБ (буквы Г и Б обозначают «герметизированная» и соответственно «безреактивная» катушки). Последние пригодны также для переменного тока и снабжаются экраном, обеспечивающим постоянство емкости по отношению к экрану.

Числа, характеризующие класс точности катушек, определяют допустимые отклонения (выраженные в процентах) действительного

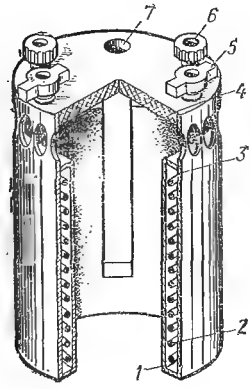


Рис. 4.2

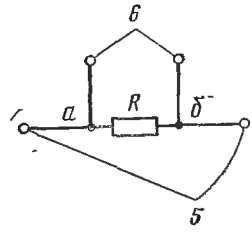


Рис. 4.3

сопротивления от номинального при нормальных условиях (температура 20° С и мощность, не превышающая номинальную). Изменение сопротивления катушки при наибольшей допустимой мощности, превышающей номинальную в 10 раз, не должно быть больше половины числового обозначения класса точности.

Действительное значение сопротивления катушек при температуре t (в пределах от 10 до 35° С)

$$R_t = R_{20}[1 + \alpha(t - 20) + \beta(t - 20)^2],$$

где R_{20} — действительное значение сопротивления катушки при 20° С; α и β — температурные коэффициенты.

Катушки сопротивления класса 0,01, а также катушки всех классов точности сопротивлением меньше 100 Ом изготовляются с четырьмя зажимами (рис. 4.3), два из которых *5* называются токовыми, а два *6* —потенциальными (см. рис. 4.2), что дает возможность избежать погрешности, обусловливаемой сопротивлениями соединительных проводов и контактов. Для таких катушек сопротивление подгоняется между точками *а* и *б* (см. рис. 4.3).

На рис. 4.4 приведены схемы наиболее распространенных типов магазинов резисторов: рычажного с полным числом катушек в декаде (рис. 4.4, *а*), с сокращенным числом катушек в декаде

(рис. 4.4, *б*) и штепсельного (рис. 4.4, *в*). Основные требования к магазинам резисторов указаны в ГОСТ 7003—64.

При пользовании магазинами резисторов следует учитывать, что их начальное сопротивление (при установке всех переключателей на нулевые показания) отлично от нуля и должно прибавляться к включенному сопротивлению магазина.

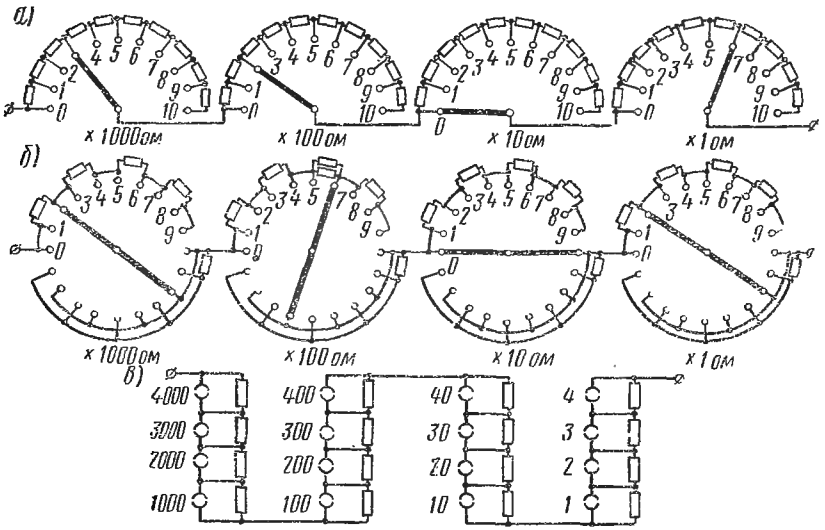


Рис. 4.4

Магазины, предназначенные для переменного тока, имеют экран, окружающий всю цепь и присоединенный к отдельному зажиму. Для этих магазинов ГОСТ нормирует начальную индуктивность и постоянную времени.

§ 4.3. Электрические конденсаторы

Специфические требования, предъявляемые к конденсаторам, следующие: 1) малые потери, характеризуемые углом потерь или его тангенсом; 2) малая зависимость емкости от частоты и формы кривой тока; 3) малый температурный коэффициент емкости и угла потерь; 4) высокое сопротивление изоляции. Важной характеристикой является допустимое напряжение, которое может быть приложено к конденсатору без пробоя.

Емкость конденсатора в широком диапазоне частот достаточно постоянна и возрастает к краям диапазона. При низких частотах это возрастание объясняется явлением адсорбции, а при высоких —влиянием остаточной индуктивности. Если принять упрощенную эквивалентную схему конденсатора как последовательное соединение ем-

кости и индуктивности, то выражение для эквивалентной емкости будет иметь вид:

$$C_э = C/(1-\omega^2 LC) = C/(1-\eta^2) \approx C(1+\eta^2),$$

где $\eta = \omega/\omega_0$; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — резонансная угловая частота; L — остаточная индуктивность; ω — угловая частота, на которой используется конденсатор.

Угол потерь конденсатора мало изменяется от частоты и только при низких и очень высоких частотах увеличивается; угол потерь зависит также и от напряжения.

Помимо конденсаторов постоянной емкости применяются воздушные конденсаторы переменной емкости, в которых одна группа электродов в виде полудисков закреплена неподвижно, а вторая, скрепленная с осью, при ее повороте входит в промежутки между неподвижными электродами и изменяет емкость конденсатора.

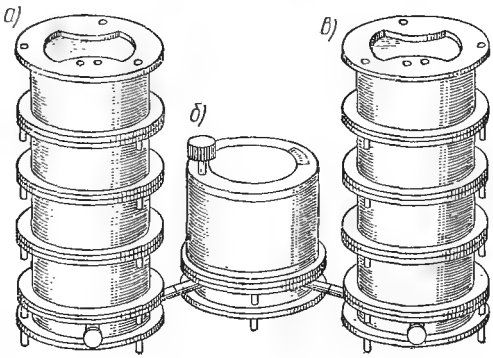


Рис. 4.5

В качестве измерительных конденсаторов как однозначных мер емкости применяются воздушные конденсаторы до 4000 пФ и слюдяные — для бо́льших емкостей. На рис. 4.5 показан набор конденсаторов, состоящий из воздушного конденсатора емкостью от 50 до 4000 пФ (рис. 4.5, *а*), слюдяного емкостью от 0,01 до 0,4 мкФ (рис. 4.5, *в*) и воздушного конденсатора переменной емкости от 20 до 80 пФ (рис. 4.5, *б*).

Емкости конденсаторов на малые значения могут заметно изменяться вследствие влияния емкости присоединительных проводов. Чтобы избежать этого, при точных измерениях пользуются специальными подставками, обеспечивающими постоянство начальной емкости.

Изготовляются также штепсельные и рычажные магазины конденсаторов. Для точного учета емкости магазина необходимо принимать во внимание значение его начальной емкости (емкость при установке всех переключателей на нуль). Все магазины выполняются экранированными.

§ 4.4. Катушки индуктивности и взаимной индуктивности

Катушки индуктивности и взаимной индуктивности выполняются в виде обмоток из изолированной медной проволоки на изоляционных каркасах. К этим катушкам предъявляются следующие требования: 1) независимость индуктивности (взаимной индуктивности) от силы тока; 2) возможно малое сопротивление; 3) малая зависимость от частоты. Для катушек взаимной индуктивности требуется также малая фазовая погрешность.

Важным параметром катушек является их добротность $Q = \omega L_э/r$, где $L_э$ — эффективная индуктивность для данной частоты ω; r — активное сопротивление.

Индуктивность $L_э$ катушки изменяется с частотой, так как катушка шунтирована некоторой распределенной емкостью C, и может быть определена из выражения

$$L_э = L/(1-\omega^2 LC) \approx L(1+\omega^2 LC) = L(1+\eta^2),$$

где L — индуктивность при очень низкой частоте. Эта формула справедлива при $\eta \ll 1$.

Взаимная индуктивность изменяется с частотой по этой же причине.

Внешние переменные магнитные поля могут изменять параметры катушек. Для уменьшения этого влияния катушки экранируются или для низких частот изготовляются астатической конструкции, либо тороидальной формы, однако добротность их меньше, чем катушек обычной конструкции.

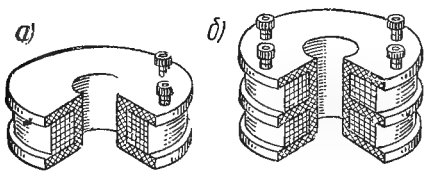


Рис. 4.6

Измерительные катушки индуктивности и взаимной индуктивности как однозначные меры представляют собой обычно цилиндрический каркас из мрамора или фарфора, на который намотана обмотка (обмотки), укрепленная специальной пропиткой, предотвращающей смещение витков.

На рис. 4.6, *а* показано схематическое устройство катушки индуктивности, а на рис. 4.6, *б* — взаимной индуктивности. Катушки индуктивности типа КИ выпускаются от 1 мкГн до 1 Гн с погрешностью от 1 до 0,1%, а катушки взаимной индуктивности типа КВИ — от 1 мГн до 0,1 Гн с погрешностью от 0,5 до 0,2%.

Катушки переменной индуктивности и взаимной индуктивности, называемые вариометрами, с плавным изменением параметра содержат две катушки, одна из которых—неподвижная (статор), а вторая—поворачиваемая (ротор) внутри неподвижной. Вариометры градуируются в значениях индуктивности и изготовляются на разные пределы от 2 мкГн до 500 мГн с приведенной погрешностью порядка 0,5%. Эти же вариометры при включении катушек в разные цепи дают изменяемую взаимную индуктивность, значение которой вычисляется по формуле $M = 0{,}5(L - L_0)$, где L — отчет по шкале индуктивности, а $L_0 = (L_1 + L_2)$ — индуктивность катушек, указанная на щитке вариометра.

Кроме вариометров, изготовляются магазины индуктивности и взаимной индуктивности. Устройство их обычно таково, что при изменении индуктивности активное сопротивление магазина сохраняется постоянным; это достигается применением замещающих резисторов. При использовании магазинов нужно учитывать, что они имеют некоторую начальную индуктивность.

§ 4.5. Нормальный элемент

Нормальный элемент является мерой э. д. с., обладающей высокой воспроизводимостью значения э. д. с. при соблюдении соответствующей технологии его изготовления. Постоянство э. д. с. во времени обеспечивается правильной эксплуатацией элементов.

Устройство насыщенных нормальных элементов показано на рис. 4.7. Стеклянная оболочка Н-образной формы применяется для элементов с жидким электролитом (рис. 4.7, *а*), а цилиндрическая форма — для малогабаритных без жидкого электролита (рис. 4.7, *б*). На рис. 4.7: *1* — отрицательный электрод в виде амальгамы кадмия (10% Cd, 90% Hg); *2* — кристаллы $CdSO_4$ (8/3) H_2O; *3* —сульфат ртути Hg_2SO_4, являющийся деполяризатором; *4* — ртуть — положительный электрод; *5* — электролит — насыщенный раствор сульфата кадмия $CdSO_4$; *6* — корковая пробка; *7* — синтетическая смола. Выводы от электродов через стекло делаются из платиновой проволоки.

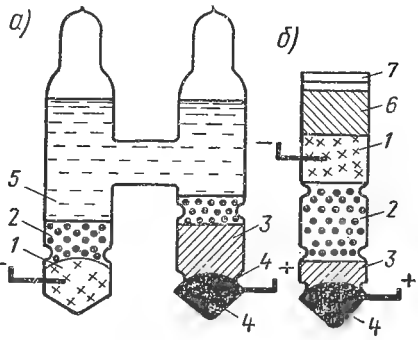


Рис. 4.7

Параметры нормальных элементов нормируются ГОСТ 1954—64; главнейшие из них указаны в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Тип нормального элемента	Класс точности	Действительное значение э.д.с., В, при 20°С	Наибольший допустимый ток в течение 1 мин, мкА	Температура применения, °С	Допустимое изменение э.д.с. за 1 год, мкВ
Насыщенный	0,001	1,01859÷1,01863	1	20±0,5	10
Насыщенный	0,002	1,01856÷1,01866	1	20±2,0	20
Насыщенный	0,005	1,01850÷1,01870	1	10÷40	50
Ненасыщенный	0,02	1,0186÷1,0194	10	5÷55	200

Числа классов точности показывают допустимые изменения э. д. с. в процентах за год. Действительное значение э. д. с. нормального элемента с насыщенным электролитом при температуре t, отличной от 20° С, определяется по формуле:

$$E_t = E_{20} - 0{,}00004\,(t-20) - 0{,}000001\,(t-20)^2,$$

где E_{20} — э. д. с. элемента при температуре 20° С.

Для ненасыщенных элементов (класса точности 0,02) изменение э. д. с. от температуры не учитывается, так как оно не превышает 100 мкВ при изменении температуры в установленных пределах, а допустимая их погрешность составляет 200 мкВ.

При эксплуатации нормальных элементов нельзя допускать их перегрузки (для насыщенных—не более 1 мкА в течение 1 мин), так как

при этом э. д. с. уменьшается и только после длительного времени восстанавливается. Нормальные элементы с жидким электролитом должны работать в вертикальном положении и не подвергаться тряске. Нормальные элементы всех типов не должны подвергаться действию солнечных лучей, сильных источников света и тепла.

§ 4.6. Стабилизаторы напряжения

В последнее время широкое применение получили стабилизаторы напряжения, позволяющие иметь высокостабильное во времени напряжение постоянного тока. Значение напряжения таких стабилизаторов устанавливается путем сравнения с мерами э. д. с.

Параметрические стабилизаторы. Схема простейшего стабилизатора приведена на рис. 4.8. Стабилизируется выходное напряжение U_c на стабилизирующем элементе C, включенном параллельно нагрузке $R_н$; в качестве стабилизирующего элемента используется крем-

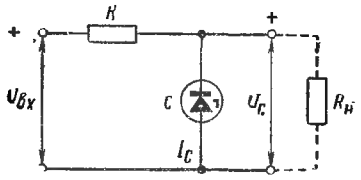


Рис. 4.8

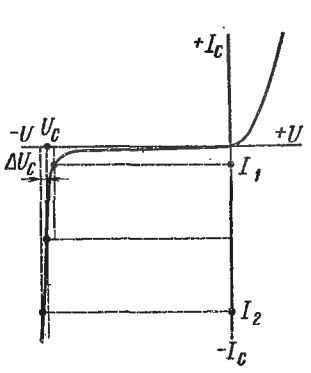


Рис. 4.9

ниевый стабилитрон — диод, работающий в режиме пробоя. Рабочим является участок вольт-амперной характеристики диода (рис. 4.9) с резким нарастанием тока I_c — от значения I_1, соответствующего началу лавинного пробоя, до тока I_2, определяемого максимально допустимой мощностью рассеяния в диоде. Стабилизирующее свойство диода определяется тем, что, как это видно из рис. 4.9, изменение стабилизируемого напряжения ΔU_c оказывается малым даже при заметном изменении тока I_c в стабилитроне как при колебании $U_{вх}$, так и при изменении $R_н$. Стабилизация возможна, когда $U_{вх} > U_c$, поэтому в цепь источника $U_{вх}$ включается резистор R, который также ограничивает и ток I_c (см. рис. 4.8).

Качество стабилизатора оценивается коэффициентом стабилизации напряжения k_u, равным отношению относительных изменений входного и выходного напряжений:

$$k_u = (\Delta U_{вх}/U_{вх}) : (\Delta U_c/U_c),$$

где $U_{вх}$ и U_c — начальные значения этих напряжений, причем $U_c = R_c I_c$, если R_c — статическое сопротивление стабилитрона.

При изменении $U_{вх}$ ток I_c изменяется на ΔI_c, а $\Delta U_c = R_д \Delta I_c$, где $R_д$ — динамическое сопротивление стабилитрона, изменится на малую величину (см. рис. 4.9). Вследствие этого изменение

напряжения ΔU_R на R практически будет равно изменению $\Delta U_{вх}$, т. е. $\Delta U_R = R\Delta I_с \approx \Delta U_{вх}$. Тогда

$$k_u = (R/R_д)(U_с/U_{вх}) \approx (R_с/R_д)(U_R/U_{вх}),$$

полагая $U_R = RI_с$ и $U_с = R_с I_с$.

Для увеличения k_u и расширения допустимых пределов изменения $U_{вх}$, при заданном $U_с$, требуется повышать R, что связано с увеличением $U_{вх}$ и приводит к снижению к. п. д. стабилизатора, так как большая часть напряжения теряется в R.

Рассматривая влияние нагрузки на стабильность $U_с$, полагаем $U_{вх}$ = const и то, что включение $R_н$ вызывает изменение тока только в стабилитроне, а в неразветвленной части цепи ток остается неизменным. Тогда ток в нагрузке $I_н = U_с/R_н$, и изменения тока в стабилитроне и напряжения $\Delta U_с$ будут определяться $I_н$, т. е. $\Delta U_с = I_н R_д$. В этом случае при изменении $R_н$ от ∞ до данного значения $R_н$ относительное изменение стабилизируемого напряжения будет определяться выражением $\delta U_с = \Delta U_с/U_с = R_д/R_н$. Если же $R_н$ изменяется в некоторых пределах от среднего значения $R_н$, то

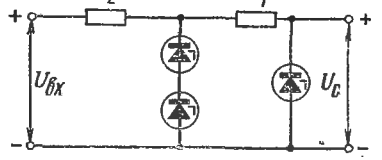


Рис. 4.10

$$\delta U_с = (R_д/R_н)\delta R_н,$$

где $\delta R_н$ — относительное изменение $R_н$. Чем меньше $I_н$, тем меньше $\delta U_с$ и шире допустимые пределы колебания $U_{вх}$. Обычно $I_н$ не превышает нескольких миллиампер.

На рис. 4.10 приведена схема двухкаскадного стабилизатора, чаще всего применяемая для измерительных целей. Аналогично выполняются и многокаскадные стабилизаторы.

В качестве примера приведем значения k_u и $\delta U_с$ при $\delta U_{вх} = 10\%$ и различном числе каскадов n для стабилизатора на диодах Д808 при $I_с = 5$ мА:

n	1	2	3	4
k_u	133	5900	130 000	$176 \cdot 10^6$
$\delta U_с$, %	0,076	0,0017	$8 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-8}$

Чтобы иметь высокий k_u, приходится учитывать изменения напряжения в стабилитроне при колебаниях температуры, так как температурный коэффициент напряжения (ТКН) равен примерно 0,1%/1° С, причем в области пробоя он положителен, а при прямом включении отрицателен. Соединяя последовательно со стабилитроном несколько диодов в прямом включении, можно снизить ТКН.

На этом принципе изготовляются стабилизаторы, имеющие ТКН от 0,02%/1° С до 0,001%/1° С в зависимости от модификации; однако у них большое $R_д$, что снижает k_u. Поэтому часто стабилизаторы выполняют так, что в первых каскадах используют диоды с низким

$R_д$, а в последних — с низким ТКН: это обеспечивает высокий k_u при малом ТКН.

Кремниевые стабилитроны имеют $U_c \approx 7 \div 18$ В (в зависимости от типа) и токи I_c — до 20 мА

Параметрические стабилизаторы в ряде областей измерительной техники заменяют нормальные элементы, у которых хуже эксплуатационные характеристики, в частности нагрузочные. Однако за последними сохраняется роль меры э. д. с.

Компенсационные стабилизаторы (следящие). В них стабилизируемое напряжение сравнивается с известным и постоянным напряжением, называемым опорным. Источником опорных напряжений, как правило, является параметрический стабилизатор. Разность напряжений подается в регулирующее устройство, сводящее эту разность к минимуму. По принципу действия компенсационные стабилизаторы подобны следящим системам автоматического регулирования. Они могут обеспечить постоянство выходного напряжения до тысячных долей процента при ТКН порядка 0,001%/1°С и значительном токе нагрузки. Применяются компенсационные стабилизаторы в качестве источников питания автоматических компенсаторов постоянного тока и цифровых вольтметров.

§ 4.7. Микроэлектроника в электроизмерительных приборах и устройствах

Для уменьшения габаритов и облегчения сборки электроизмерительных приборов и устройств, содержащих электронные узлы, могут быть использованы различные способы микроминиатюризации. Первый шаг на пути миниатюризации—это выполнение однотипных электронных узлов в виде конструктивно законченных модулей. Дальнейшее развитие этого направления привело к созданию микромодулей, для изготовления которых применяются специальные миниатюрные детали. Наиболее же совершенным изделием микроэлектроники в настоящее время является интегральная схема (ИС). ИС представляет собой законченный конструктивный узел, который проектируется и изготовляется сразу в виде единого целого, минуя стадию изготовления отдельных самостоятельных элементов [13].

По технологическому признаку ИС делятся на полупроводниковые и пленочные.

В полупроводниковых ИС, называемых также монолитными, функции резисторов, диодов, транзисторов выполняют отдельные области одного полупроводникового кристалла, обработанного по специальной технологии. Соединения между такими областями осуществляются с помощью металлических дорожек, напыленных на поверхности кристалла. Емкости в полупроводниковых ИС выполнить весьма трудно, и они обычно отсутствуют

В пленочных ИС конденсаторы, резисторы и соединения между ними образуются участками проводящих, полупроводящих и изолирующих пленок, нанесенных в несколько слоев на изолирующую подложку.

Существуют также различные гибридные ИС, в которых используется как пленочная, так и полупроводниковая технология, а иногда

и отдельные навесные микроминиатюрные диоды и транзисторы. Например, диоды и транзисторы могут быть выполнены по полупроводниковой технологии в кристалле кремния, а на его поверхности при помощи пленочной технологии «нарисованы» резисторы и соединения между элементами. Такой способ изготовления ИС находит применение благодаря тому, что пленочные резисторы имеют значительно более стабильные характеристики, чем полупроводниковые.

На рис. 4.11, *а* приведены интегральные схемы различных типов. Для сравнения на рис. 4.11, *б* и *в* показаны соответственно модуль и микромодуль. Полупроводниковые кристаллы, используемые в ИС, имеют весьма малые размеры (обычно меньше 1 мм^3). Герметизирующие

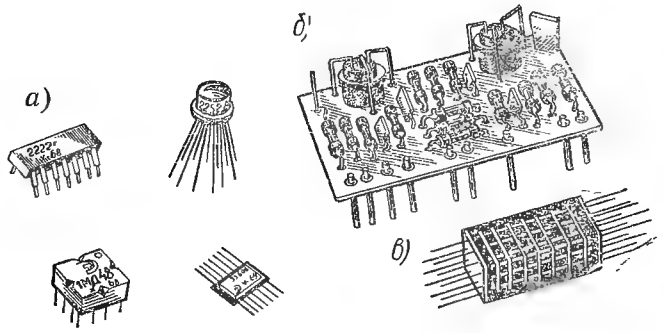


Рис. 4.11

же корпуса (металло-керамические или пластмассовые) существенно увеличивают размеры ИС. Тем не менее, выигрыш в размерах аппаратуры при применении ИС весьма ощутим. Так, если модули обеспечивают плотность упаковки 2÷3, а микромодули 10, то ИС — 20÷60 элементов в 1 см^3.

Следует заметить, что применение ИС решает, прежде всего, задачу повышения надежности сложной электронной аппаратуры, а не уменьшения ее габаритов. Электронные измерительные приборы, выполненные на ИС, имеют существенно более высокую надежность по сравнению с такими же приборами, содержащими обычные транзисторы и диоды, что достигается как благодаря малой частоте отказов самих ИС, так и сокращению количества монтажных соединений. Одновременно с этим может быть снижена и стоимость приборов, так как введение ИС значительно упрощает изготовление прибора, а стоимость самих ИС при хорошо отработанной технологии их производства меньше стоимости соответствующих навесных элементов.

По выполняемым функциям ИС делятся на аналоговые (линейные) и логические (цифровые). Аналоговые ИС предназначены для усиления постоянных и переменных напряжений, генерирования и формирования различных электрических сигналов. Наиболее распространенными разновидностями аналоговых ИС являются дифференциальные и опе-

рационные усилители, а также усилители переменного тока. Для примера на рис. 4.12, *а* приведена принципиальная схема отечественной ИС типа 1УТ401, представляющая собой усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления порядка нескольких тысяч, а на рис. 4.12, *б* показано ее конструктивное оформление.

Логические ИС предназначены для работы с электрическими сигналами, имеющими, как правило, только два различимых уровня, один из которых принят за нуль, а второй—за единицу. Выпускаются такие ИС в виде серий, позволяющих строить на их основе счетчики, регистры, сумматоры и другие логические устройства.

Применение ИС при изготовлении электроизмерительных приборов приводит не только к количественным изменениям соответствующих параметров (уменьшению габаритов, массы, стоимости; повышению

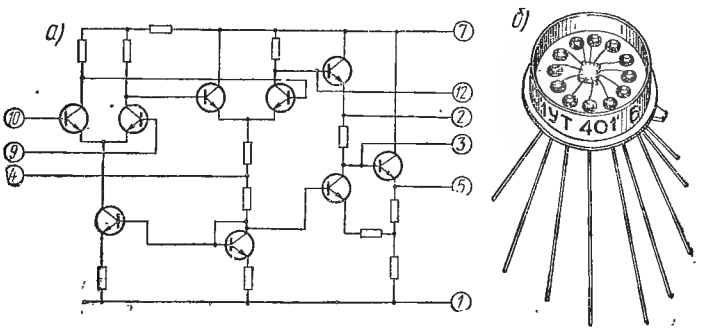


Рис. 4.12

надежности), но и к качественным изменениям средств измерений. Например, в настоящее время стоимость цифровых приборов на ИС незначительно выше чем аналоговых, габариты почти такие же, а параметры приборов лучше. В связи с этим встал, в частности, вопрос о замене большей части аналоговых щитовых приборов на цифровые. При этом появляется возможность цифровой регистрации, сопряжения с ЭВМ и др. Конструктивная простота и надежность электронных узлов на ИС позволяют вводить в приборы новые устройства, автоматизирующие процесс измерения, улучшающие его характеристики, придающие ему новые функции.

В электроизмерительных приборах перспективно применение не только ИС, но и БИС — больших интегральных схем. Одна БИС может содержать несколько сот транзисторов и несколько металлизированных слоев для осуществления внутренних соединений.

Б. Отсчетные и регистрирующие устройства средств измерений

§ 4.8. Отсчетные устройства аналоговых приборов

Отсчетное устройство (ОУ) аналогового прибора обычно состоит из шкалы и указателя, причем подвижным может быть либо указатель, либо шкала, либо и то и другое вместе. По типу указатели ОУ разделяются на стрелочные и световые.

Примеры стрелочных устройств приведены на рис. 4.13, *а*, *б*, *в*. Шкала *1* представляет собой последовательный ряд отметок (черточки, точки и др.), часть которых снабжена числами. Отметки и числа наносят на основание шкалы *2* — пластину, покрытую краской. Длина линии (реальной или воображаемой по дуге — при круговой шкале) между крайними отметками, проходящей через середины самых коротких отметок, называется длиной шкалы. Если диапазон измерений прибора (см. § 3.4) не охватывает всю длину шкалы, то соответствующая ему часть шкалы либо отмечается линией, соединяющей концы отметок (шкала *в*), либо ограничивается точкой (шкала *а*).

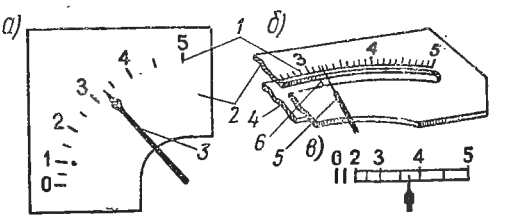


Рис. 4.13

При отсчитывании показания может возникнуть погрешность отсчета; она зависит от опытности наблюдателя и конструкции ОУ.

В переносных приборах для повышения точности отсчитывания применяют стрелки с ножевидным или нитевидным (*5* на рис. 4.13, *б*) концом. Стрелки щитовых приборов выполняют обычно копьевидными (*3* на рис. 4.13, *а*).

Наиболее существенной составляющей погрешности отсчета является погрешность от параллакса, возникающая при отсчитывании, если глаз наблюдателя не находится на линии, перпендикулярной к плоскости шкалы в точке отсчета. Для исключения этой погрешности применяют шкалу, снабженную зеркалом *4* (см. рис. 4.13, *б*). При отсчитывании наблюдатель должен установить глаз так, чтобы конец стрелки закрыл свое изображение *6* в зеркале.

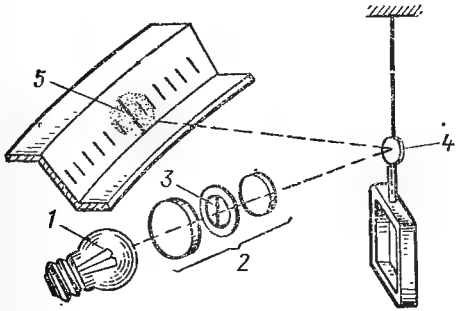


Рис. 4.14

Погрешность от параллакса отсутствует при световом ОУ (рис. 4.14). Луч света от лампы накаливания *1* проходит через оптическое устройство *2*, содержащее указатель в виде нити *3* (или стрелки), и, отразившись от зеркала *4*, укрепленного на подвижной части измерительного механизма, падает на шкалу, проектируя на нее изображение нити *5*.

Применение светового указателя позволяет повысить чувствительность прибора благодаря тому, что угол отклонения луча по шкале оказывается в два раза больше угла отклонения подвижной части. Возможно также повышение чувствительности путем увеличения длины луча, в частности путем многократного его отражения от неподвижных зеркал.

§ 4.9 Отсчетные устройства цифровых приборов

В цифровых приборах ОУ, управляемое измерительными преобразователями, дает комбинацию цифр, образующих числовые значения измеряемой величины обычно в десятичной системе счисления. При этом отсутствует погрешность отсчета, если не считать ошибочных наблюдений.

Для создания изображений цифр применяют цифровые индикаторы, содержащие изображение либо одной цифры, либо всех цифр, либо набора элементов (полос или точек), из которых синтезируется любая цифра — синтезирующие или мозаичные индикаторы

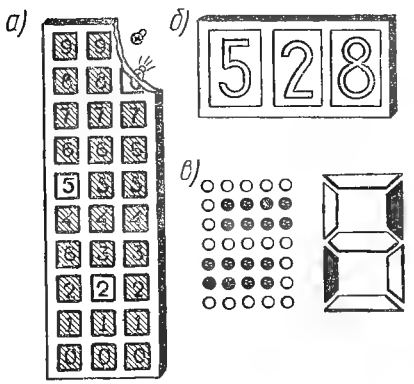


Рис. 4.15

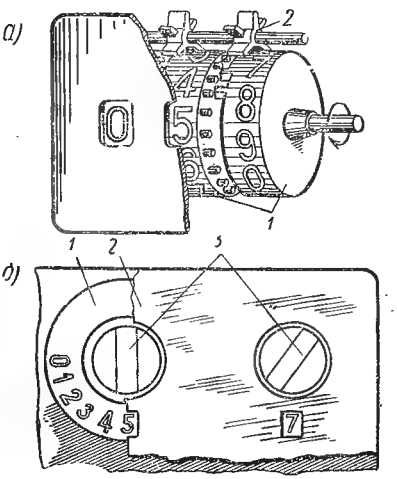


Рис. 4.16

(рис. 4.15, *в*). ОУ могут быть рассредоточенными (рис. 4.15, *а*) и сосредоточенными (рис. 4.15, *б*). В рассредоточенных ОУ цифровые индикаторы расположены вертикальными рядами (разрядами). В соответствии со значением показываемой прибором величины в каждом вертикальном ряду (разряде) освещается нужная цифра. В сосредоточенных ОУ любая цифра данного разряда видна в одном и том же месте, т. е. освещенные цифры всех разрядов располагаются в один ряд.

Применяются механические электромеханические и электрические цифровые индикаторы.

На рис. 4.16, *а* приведен пример механического ОУ, выполняющего одновременно и преобразование угла поворота в цифру; такое устройство часто называют механическим счетчиком оборотов. Механический счетчик оборотов состоит из нескольких барабанов *1*, связь между которыми осуществляется через трибки *2*. Заканчивая один оборот, первый барабан захватывает зубец связанной с ним трибки и, поворачивая ее, перемещает следующий барабан на одну десятую оборота. Аналогично действуют и последующие барабаны. Подобные ОУ применяются, в частности, в электромеханических счетчиках электрической энергии и количества электричества (см. гл. XVI).

Механические ОУ приборов сравнения (мосты, компенсаторы) с ручным уравновешиванием выполняются в виде лимбов *1* с цифрами (рис. 4.16, *б*), связанных с переключателями резисторов. Лимбы закрыты крышкой *2* с окнами, в которых появляются цифры при повороте лимбов с помощью рукояток *3*.

Электромеханические индикаторы содержат подвижные части с изображениями цифр, перемещаемые электромеханическими устройствами, например электрическим двигателем.

В электрических индикаторах применяются лампы накаливания, люминесцентные и газоразрядные элементы и электроннолучевые трубки.

На рис. 4.17 схематически изображен индикатор со светопроводами, содержащий десять тонких пластин *1* из плексигласа, собранных в пакет (на рисунке показаны две пластины). На пластинах выгравированы цифры, а у торцов пластин расположены лампы накаливания *2*. При зажигании соответствующей лампы свет распространяется по пластине и выходит из нее в местах гравировки, благодаря чему цифра начинает светиться.

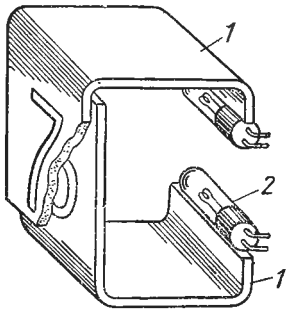


Рис. 4.17

Мозаичные индикаторы содержат лампы накаливания, освещающие отдельные элементы, из которых синтезируются цифры. Пример очертания цифры «5», получающейся при включении соответствующих ламп, приведен на рис. 4.15, *в*. Аналогично выполняют электролюминесцентные цифровые индикаторы, в которых требуемая цифра синтезируется из светящихся полосок электролюминофора.

Примером газоразрядного цифрового индикатора является лампа ИН-1, представляющая собой наполненный инертным газом стеклянный баллон, внутри которого укреплены сетчатый анод и десять катодов из проволоки в виде цифр, расположенных один за другим. При подключении напряжения между анодом и каким-либо из катодов этот катод, вследствие возникновения тлеющего разряда, начинает светиться, обозначая соответствующую цифру.

В электроннолучевых цифровых индикаторах используется электроннолучевая трубка, на экране которой возникает изображение цифры, либо написанное электронным лучом, управляемым соответствующим преобразователем, либо проектируемое на экран при прохождении луча через трафарет с отверстиями в виде цифр.

§ 4.10. Способы регистрации и регистрирующие устройства

Показания регистрирующего прибора регистрируются в функции времени или другой величины путем воздействия регистрирующего органа на носитель изображения, перемещаемый особым устройством. Например, регистрирующий орган — перо с чернилами, носитель — бумага. Совокупность регистрирующего органа, носителя и приспособления для его перемещения называется регистрирующим устройством.

След на носителе может фиксироваться механическим способом, путем воздействия электрического и магнитного полей, световых лучей, радиоактивного и теплового излучений, а также химическим воздействием на носитель. Наиболее часто используются механические, светографические (фотографические и электрофотографические), магнитные и электрографические способы регистрации.

Преимущественно применяемыми разновидностями механического способа регистрации являются чернильный, дающий непрерывную линию записи толщиной 0,2÷0,4 мм, и печатный (см. § 17.2), при котором запись получается в виде точек.

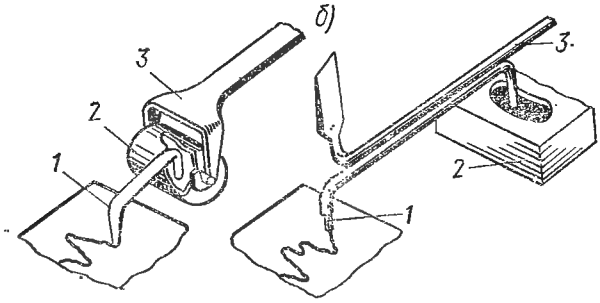


Рис. 4.18

Запись чернилами осуществляется на бумаге с помощью пера (рис. 4.18, *а*), выполненного в виде металлической или стеклянной капиллярной трубки *1*, соединенной с чернильницей *2* и стрелкой *3* измерительного механизма. В другой конструкции (рис. 4.18, *б*) подвижная часть механизма более легкая, так как перо *1* прикреплено непосредственно к стрелке *3*, а чернильница *2* — неподвижная.

Чернильный способ позволяет производить запись с максимальной скоростью взаимного перемещения регистрирующего органа и носителя $v = 1$ м/с. При печатном способе максимальная частота нанесения точек—пять точек в секунду.

Регистрирующим органом при фотографическом способе ($v \approx 300$ м/с и более), применяемом в осциллографах (см. § 17.4), является луч света. Носителем служит светочувствительная бумага или пленка, изображение на которых появляется после химического проявления, а также специальная бумага, не требующая такого проявления. Запись на этой бумаге осуществляется ультрафиолетовым лучом, а изображение появляется через 20÷40 с после записи при освещении бумаги рассеянным светом.

Применяя при записи бумагу, следует иметь в виду зависимость ее размеров от влажности (обратимое увеличение порядка 1% при возрастании влажности до 100%), что может привести к погрешностям. Фотографическая бумага, кроме того, необратимо уменьшает свои размеры после мокрых процессов проявления на 0,3÷0,4%. Для исключения погрешностей от деформации бумаги на нее при записи наносят калибровочные метки.

При электромагнитном способе регистрации ($v = 1$ м/с) измеряемая величина сначала преобразуется в ток *1*, протекающий по обмотке электромагнитной головки (рис. 4.19), а затем — в значение остаточной намагниченности носителя в виде пластмассовой ленты *1* с ферромагнитным слоем *2*, протягиваемой около рабочего зазора *3* магнитопровода *4*. При этом способе носитель используется многократно и вмещает значительно больше информации, чем бумага. Однако запись на ленте невидима, и требуется обратное преобразование ее в ток.

При регистрации, для развертки измеряемого процесса во времени, носителю сообщается поступательное или круговое движение. Устройства, осуществляющие поступательное перемещение носителя, выполняются либо в виде барабана, либо в виде лентопротяжного механизма, а для кругового движения носителя — в виде диска.

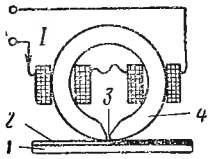


Рис. 4.19

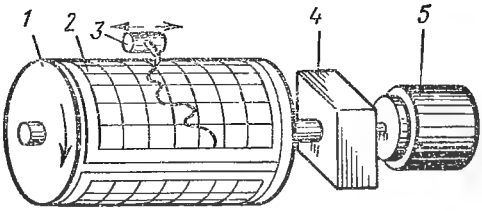


Рис. 4.20

На рис. 4.20 показана схема барабанного перемещающего устройства, в котором носитель *2* закрепляется на барабане *1*. Барабан через редуктор *4* приводится в равномерное вращение двигателем *5*, например, электрическим синхронным или механическим пружинным двигателем, постоянство скорости которого обеспечивается часовым механизмом. Регистрирующий орган *3* перемещается вдоль барабана, осуществляя запись в прямоугольных координатах, причем координата вдоль оси барабана отображает значения измеряемой величины, а координата по окружности барабана—время. Для определения значений измеряемой величины и времени на носитель наносят координатную сетку с масштабами в зависимости от предела измерения прибора и скорости перемещения носителя.

Если в устройстве, приведенном на рис. 4.20, барабан заменить диском с наложенным на его торцевую поверхность носителем, то получится устройство с круговым движением носителя. Регистрирующий орган в этом случае перемещается вдоль радиуса диска, осуществляя запись в полярных координатах.

На рис. 4.21, *а*, *б* приведены схемы лентопротяжных механизмов. Бумажную ленту *2* перемещает ведущий барабан *1*, вращаемый через редуктор P_1 и фрикционную муфту M_1 двигателем *Д*. Сцепление бумаги с барабаном осуществляется при помощи установленных по его окружности штифтов *3* (рис. 4.21, *а*), входящих в отверстия на краях ленты, либо—при использовании ленты без отверстий — за счет сил трения между бумагой и барабаном. В применяемых в последнем слу-

чае механизмах (рис. 4.21, *б*) для увеличения сил трения устанавливают прижимные ролики *6*. Сматываемая с рулона *4* лента собирается на катушку *5*, связанную с барабаном *1* через редуктор P_2 и фрикционную муфту M_2, обеспечивающую постоянное натяжение ленты независимо от диаметра рулона на собирающей катушке. Ручная протяжка ленты, требующаяся при ее заправке в механизм, осуществляется независимо от двигателя (благодаря наличию фрикционной муфты M_1) вращением установочного колеса *7* (рис. 4.21, *а*). Зубчатые колеса в редукторе P_1 делаются обычно сменными, что позволяет устанавливать различную скорость движения ленты, например 20, 60, 180, 600, 1800, 5400 мм/ч.

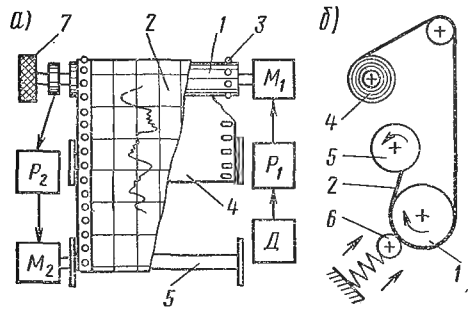


Рис. 4.21

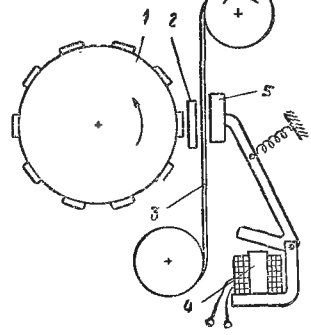


Рис. 4.22

Регистрирующие устройства цифровых приборов можно разделить на цифропечатающие и цифросинтезирующие.

В цифропечатающих устройствах чаще всего применяют электрифицированные пишущие машинки, у которых цифры укреплены на поворотных рычагах (скорость записи — 10 знаков в секунду), а также специальные быстродействующие печатающие механизмы. Принцип устройства печатающего механизма поясняется схемой, приведенной на рис. 4.22. Каждому разряду чисел соответствует определенное цифровое колесо *1*, на поверхности которого нанесены выпуклые цифры. Около колеса расположена красящая лента *2* и бумажная лента *3*. Колесо вращается и, когда перед красящей лентой оказывается подлежащий регистрации знак, включается электромагнит *4*, а молоток *5* ударяет по бумажной ленте, прижимая ее к красящей ленте и знаку на колесе. Выбор момента удара молотка того или другого разряда осуществляется особой цепью управления в соответствии со значением регистрируемой цифры в данном разряде. Бумажная лента перемещается скачками после каждого полного оборота цифровых колес. Таким образом, за один оборот цифровых колес печатаются все цифры одной строки, что при наличии 16 цифровых колес (для записи четырех четырехразрядных чисел) и скорости их вращения, равной 20 оборотам в секунду, как это имеет место, например в печатающем механизме БПМ-20, обеспечивает регистрацию 320 знаков в секунду.

К цифропечатающим устройствам следует отнести и фотоцифрографы, в которых регистрация показаний цифровых приборов осуществляется способом фотографирования.

Упрощенная схема цифросинтезирующего регистрирующего устройства приведена на рис. 4.23. Здесь запись точек, из которых составляются очертания цифр, осуществляется электроискровым методом. Электрические искры, пробивающие бумагу и оставляющие на ней след в виде точек, проскакивают между электродом *1* и электродами *2* (по три электрода на каждый разряд) при подключении их к источнику импульсов высокого напряжения *U*. Бумага перемещается скачками, шаг которых определяет расстояние между горизонтальными рядами точек. Подключение соответствующих электродов *2* к источнику высокого напряжения осуществляется блоком управления *3* таким образом, чтобы после нанесения пяти рядов точек их комбинации для каждого разряда давали очертание цифры, подлежащей регистрации в данном разряде. Подобные устройства осуществляют запись до 2500 знаков в секунду

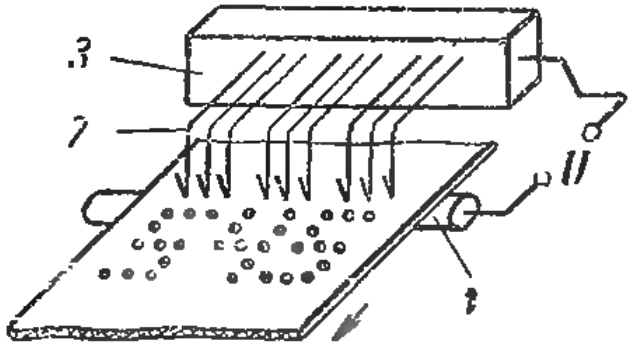


Рис. 4.23

В цифросинтезирующих устройствах применяют также и другие способы регистрации — механический, электрофотографический, магнитографический, электростатический, электрохимический [14].

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Раздел А

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Глава V

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 5.1. Принцип устройства измерительных механизмов

В аналоговых электроизмерительных приборах прямого преобразования широко используются электромеханические измерительные преобразователи, входной величиной которых является электрическая величина, а выходной—угловое или линейное перемещение указателя отсчетного устройства. Эти преобразователи получили название измерительных механизмов (ИМ). Будем называть их ИМ отклонения в отличие от интегрирующих ИМ (см. § 5.8).

ИМ отклонения для осуществления указанного преобразования имеют неподвижную и подвижную части. Например, в электромагнитном ИМ, конструктивная схема которого приведена на рис. 5.1, основным элементом неподвижной части является катушка *1*, а основным элементом подвижной части—сердечник *2* из магнитномягкого ферромагнитного материала, закрепленный на оси *3*. Ось *3* снабжена на концах кернами и может поворачиваться в подпятниках *4*. С осью жестко связана стрелка *5*, которая при повороте подвижной части перемещается над неподвижно укрепленной шкалой *6*.

При включении ИМ в электрическую цепь магнитное поле, создаваемое протекающим по катушке током I (входная величина), втягивает сердечник внутрь катушки, в результате чего возникает вращающий момент $M_в$. Зависимость момента $M_{в1}$ при токе I_1 от угла отклонения α приведена на рис. 5.2. Если ток имеет большее значение, то тогда и вращающий момент возрастает (ток I_2, момент $M_{в2}$). Под действием любого по значению вращающего момента подвижная часть стремится повернуться по часовой стрелке до упора, однако этому отклонению препятствует противодействующий момент $M_п$, создаваемый спиральной пружиной *9* (см. рис. 5.1), внутренний конец которой закреплен на оси, а наружный — на неподвижной части ИМ.

Момент спиральной пружины возрастáет прямо пропорционально углу α поворота подвижной части, т. е.:

$$M_п = W\alpha, \tag{5.1}$$

где W — удельный противодействующий момент. Поэтому при токе I_1 подвижная часть отклонится на угол α_1 (см. рис. 5.2), при котором $M_{в1} = M_п$, а при токе I_2 — на угол $\alpha_2 > \alpha_1$. Таким образом осуществляется преобразование входной величины (тока) в отклонение α (выходная величина).

Подвижная часть ИМ представляет собой колебательную систему (см. § 3.12), вследствие чего после включения ИМ в цепь, а также при последующих изменениях значения входной величины подвижная

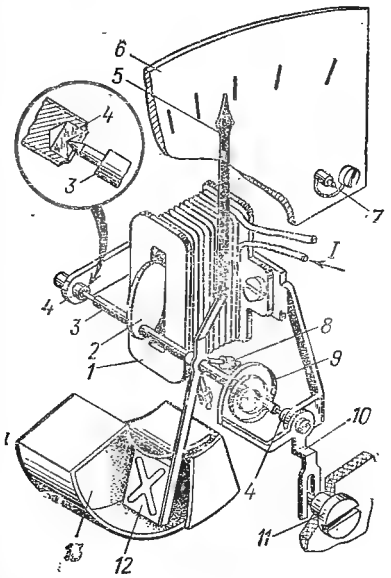


Рис. 5.1

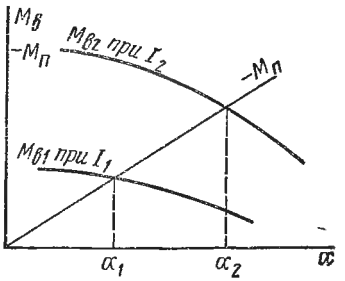


Рис. 5.2

часть будет совершать затухающие колебания около положения равновесия; и только по прошествии некоторого времени (время успокоения) будет достигнуто установившееся отклонение (см. § 3.6). Чтобы увеличить затухание и тем самым уменьшить время успокоения, в ИМ применяют специальные устройства—успокоители. В ИМ, приведенном на рис. 5.1, в качестве успокоителя применено крыло *12*, которое при повороте подвижной части расходует энергию, перегоняя воздух в камере *13*, из одной части в другую.

Таким образом, ИМ содержит следующие основные узлы: устройство, создающее вращающий момент, зависящий от электрической величины; устройство, создающее противодействующий момент, зависящий от угла отклонения; отсчетное устройство (см. § 4.8); успокоитель (см. § 5.3).

Для создания противодействующего момента применяются механические и электромеханические устройства.

В механических устройствах используют упругие элементы—пружины, растяжки, подвесы. Создаваемый ими момент характеризуется практически линейной зависимостью (5.1). Пружины навивают

в форме спирали Архимеда из ленты прямоугольного сечения, например из оловянно-цинковой бронзы. Растяжки *3* (рис. 5.3, *а*) и подвес *4* (рис. 5.3, *б*) выполняют как из ленты прямоугольного сечения, так и из проволоки круглого сечения. Все эти элементы часто используются также для подвода тока к обмотке подвижной части, а подвесы и растяжки—для ее крепления к неподвижной части.

Электромеханические устройства аналогичны устройствам для создания вращающего момента.

К вспомогательным деталям ИМ относятся противовесы, пружинящие стрелочные упоры, корректор. Противовесы *8* (см. рис. 5.1) в виде стержней с гайками предназначены для уравновешивания подвиж-

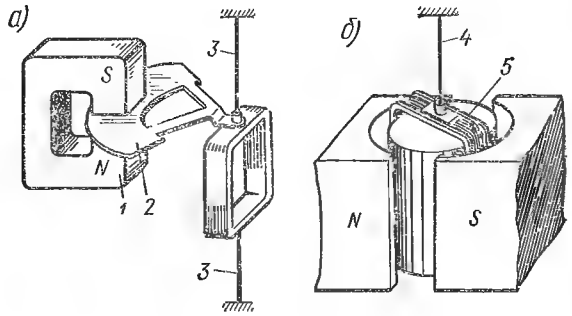


Рис. 5.3

ной части, т. е. для перемещения ее центра тяжести на ось вращения, так как в противном случае возникает момент, вызывающий погрешность преобразователя. Пружинящие упоры *7* служат для ограничения перемещений подвижной части при ее отклонении за пределы шкалы. Корректор, предназначенный для установки подвижной части в нулевое положение, состоит из поводка *10*, к которому прикреплен внешний конец пружины *9*, и винта *11* с эксцентрично расположенным пальцем, который входит в прорезь поводка.

§ 5.2. Общие выражения для вращающего момента, для уравнения преобразования и чувствительности

Электромеханические устройства, применяемые для создания вращающего момента или силы, можно разделить на два вида: в первом из них электромагнитная энергия преобразуется в момент или силу непосредственно, во втором — через посредство тепловых процессов. Наибольшее применение в практике находят устройства первого вида.

Вращающий момент $M_в$ или силу F можно найти как производную электромагнитной энергии $W_{эм}$, сосредоточенной в ИМ, соответственно по углу поворота α или по линейному перемещению l подвижной части преобразователя, т. е.:

$$M_в = \partial W_{эм}/\partial\alpha; \quad F = \partial W_{эм}/\partial l. \qquad (5.2)$$

Выражение для энергии электромагнитного поля применительно к ИМ имеет вид:

$$W_{\text{эм}} = \underbrace{\frac{1}{2}\sum_{\substack{k=1\\p=1}}^{\substack{p=n\\k=n}} C_{k,p}U_{k,p}^2}_{I} + \underbrace{\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{k=n} L_k I_k^2}_{II} + \underbrace{\sum_{\substack{k=1\\p=1}}^{\substack{p=n\\k=n}} M_{k,p} I_k I_p}_{III}, \qquad (5.3)$$

где $U_{k,p}$ — напряжение между k-м и p-м телами; $C_{k,p}$ — емкость между этими телами ($p \neq k$); I_k, I_p — токи в k-м и p-м контурах; L_k — индуктивность k-го контура; $M_{k,p}$ — взаимная индуктивность между k-м и p-м контурами ($p \neq k$).

Практически в отдельном ИМ используется лишь одна часть энергии [I, II или III в формуле (5.3)], дающая наибольшее значение момента или силы. По этому признаку, а также по конструктивным особенностям преобразователи разделяются на электростатические (использующие часть I энергии), электромагнитные (использующие часть II энергии), электродинамические, ферродинамические, магнитоэлектрические и индукционные (использующие часть III энергии). Последние три разновидности можно рассматривать как варианты выполнения электродинамических ИМ.

На основании (5.2) и (5.3) для любого ИМ в общем случае:

$$M_{\text{в}} = KY^n f(\alpha), \qquad (5.4)$$

где K — постоянный коэффициент; Y — входная электрическая величина; n — показатель степени, равный либо «1», либо «2»; $f(\alpha)$ — некоторая функция угла отклонения.

Статическое равновесие подвижной части ИМ, если пренебречь моментом трения, достигается при равенстве вращающего и противодействующего моментов. Тогда:

$$Kf(\alpha)Y^n = W\alpha, \text{ или } \alpha = Kf(\alpha)Y^n/W. \qquad (5.5)$$

Зависимость (5.5) является уравнением преобразования ИМ. Из (5.5) для чувствительности имеем:

$$S_Y = \frac{d\alpha}{dY} = \frac{Knf(\alpha)}{W - KY^n f'(\alpha)} Y^{n-1}. \qquad (5.6)$$

Чувствительность S_Y для ИМ, в котором вращающий момент является функцией α, зависит от отклонения, а также от входной величины Y.

Уравнение преобразования (5.5) и выражение для чувствительности (5.6) используются при расчетах ИМ и при анализе его свойств (см. § 5.5).

§ 5.3. Успокоители

Успокоители делятся на механические и магнитоиндукционные. К первым относятся воздушные и жидкостные успокоители, в которых кинетическая энергия поглощается вследствие потерь на вязкое тре-

ние. Устройство воздушного успокоителя рассмотрено в § 5.1. Жидкостное успокоение осуществляют, помещая обычно подвижную часть ИМ вжидкость.

На рис. 5.3 приведены примеры конструктивного выполнения магнитоиндукционных успокоителей. Успокоитель (см. рис. 5.3, *а*) состоит из постоянного магнита *1* и алюминиевого сектора *2*, прикрепленного к подвижной части ИМ. Сектор расположен в воздушном зазоре магнита и при отклонении подвижной части перемещается с угловой скоростью $d\alpha/dt$, пересекая поток $\Phi_м$ магнита. При этом в секторе *2* индуктируется э. д. с. $E_с = -K_с\Phi_м(d\alpha/dt)$ и появляется ток $I_с$, при взаимодействии которого с потоком $\Phi_м$ возникает момент успокоения $M_у$ (тормозной момент), направленный в сторону, противоположную перемещению сектора, т. е.:

$$M_у = K_м I_с \Phi_м = -\frac{K_с K_м}{R_с}\Phi_м^2 \frac{d\alpha}{dt} = -P_м \frac{d\alpha}{dt}, \qquad (5.7)$$

где $K_с$ и $K_м$ — коэффициенты пропорциональности; $R_с$ — сопротивление контура тока в секторе; $P_м = (K_с K_м/R_с)\Phi_м^2$ — коэффициент успокоения.

В первом приближении выражение для $M_у$ (с иной зависимостью для коэффициента успокоения) справедливо и для воздушных и для жидкостных успокоителей.

В магнитоэлектрических ИМ (см. § 5.4) функции успокоителя выполняет перемещающийся в магнитном поле алюминиевый каркас с обмоткой *5* (см. рис. 5.3, *б*) или просто короткозамкнутый виток.

§ 5.4. Разновидности ИМ

В настоящем параграфе на примере электродинамического ИМ приводится методика получения выражения для вращающего момента, являющаяся общей для всех электромеханических ИМ. Для других видов ИМ дается лишь описание их принципа действия. Соответствующие уравнения преобразования и характеристики ИМ приведены в табл. 5.1. Методика анализа свойств ИМ изложена в § 5.5.

Электродинамический ИМ. Устройство электродинамического ИМ схематически изображено на рис. 5.4. ИМ имеет подвижную катушку *1* и неподвижную катушку *2*, состоящую из двух одинаковых частей, между которыми проходит ось *3* подвижной катушки. Выражение для магнитной энергии данной системы имеет вид:

$$W_м = 0{,}5L_1 I_1^2 + 0{,}5L_2 I_2^2 + M_{1,2} I_1 I_2, \qquad (5.8)$$

где I_1 и I_2 — токи в неподвижной и подвижной катушках; L_1 и L_2 — индуктивности катушек; $M_{1,2}$ — взаимная индуктивность между катушками.

Вращающий момент

$$M_в = \partial W_м/\partial\alpha = I_1 I_2 (\partial M_{1,2}/\partial\alpha),$$

так как L_1 и L_2 остаются постоянными при изменении угла α.

Таблица 5.1

Разновидность ИМ	Входные величины (1)	Род тока и частота	Уравнение преобразования при $M_п = W\alpha$ (1)	Наиболее существенные влияющие величины (4)	В каких приборах преимущественно применяется (5)	Максимальная чувствительность	Минимальный предел входной величины	Высший класс точности	Потребляемая при $\alpha_п$ мощность, Вт (6)
Электродинамический	I_1 и I_2	—	$\alpha = \frac{1}{W} \cdot \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I_1 I_2$	t, f, M	А, В, Вт, Ф, Сч	$0{,}15 \times 10^3$ рад/А	$10 \cdot 10^{-3}$А	0,1	0,1
	I	≂	$\alpha = \frac{1}{W} \cdot \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I^2$						
Ферродинамический	I_1 и I_2	(2)~	$\alpha = \frac{1}{W} \cdot \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I_1 I_2 \cos\psi$	t, f	Вт, Лог	$0{,}3 \times 10^3$ рад/А	$5 \cdot 10^{-3}$А	0,5	0,025
Магнитоэлектрический	I	—	$\alpha = \frac{1}{W} \cdot \frac{\partial \Psi_м}{\partial \alpha} I$	t	А, В, Лог, Ом	$1{,}5 \times 10^7$ рад/А	$0{,}1 \cdot 10^{-6}$А	0,1	10^{-3}
Индукционный (многопоточный)	I_1 и I_2	50~ Гц	$\alpha = \frac{K}{W} f I_1 I_2 \sin\psi$ (3)	t, f	Сч	—	—	0,5	0,8
Электромагнитный	I	≂ 40 Гц÷÷8 кГц	$\alpha = \frac{1}{2W} \cdot \frac{\partial L}{\partial \alpha} I^2$	t, f, M	А, В, Лог	$0{,}15 \times \times 10^3$ рад/А	$10 \cdot 10^{-3}$А	0,2	0,1
Электростатический	U	≂ 20 Гц÷÷30 МГц	$\alpha = \frac{1}{2W} \cdot \frac{\partial C}{\partial \alpha} U^2$	t, $Э$	В	0,15 рад/В	10 В	0,05	Активной мощности практически не потребляет

Примечания: 1) в формулах для переменного тока: I, U — действующие значения, ψ — угол между I_1 и I_2; 2) диапазон частот: для электродинамического 40 Гц÷20 кГц, для ферродинамического 10 Гц÷1,5 кГц; 3) формула дана для случая, когда потоки от токов I_1 и I_2 совпадают с ними по фазе; 4) влияющие величины: t — температура, f — частота, M — магнитное поле, $Э$ — электрическое поле; 5) приборы: А — амперметры, В — вольтметры, Вт — ваттметры, Ф — фазометры, Сч — счетчики, Лог — логометры, Ом — омметры; 6) $\alpha_п$ — полное отклонение.

Полученная зависимость справедлива для постоянных токов I_1 и I_2. Если же по катушкам пропускать переменные токи, изменяющиеся синусоидально,

$$i_1 = I_{1m} \sin \omega t \quad \text{и} \quad i_2 = I_{2m} \sin (\omega t - \psi),$$

где i_1 и i_2 — мгновенные значения токов, то вращающий момент будет изменяться во времени. Однако подвижная часть вследствие большой инерции не будет успевать следовать за изменением мгновенного значения вращающего момента M_t, а отклонится под действием среднего его значения $M_{ср}$ за период T изменения токов:

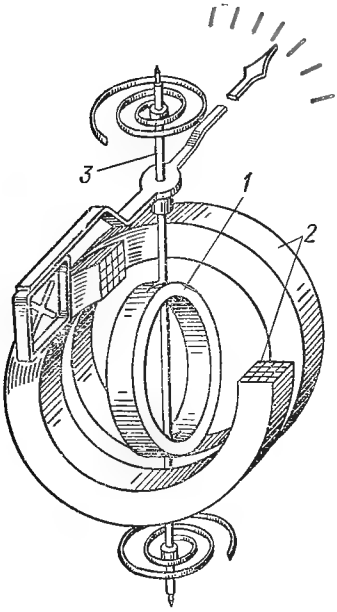


Рис. 5.4

$$M_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T M_t \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} \, dt =$$

$$= \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} I_1 I_2 \cos \psi, \qquad (5.9)$$

где I_1 и I_2 — действующие значения токов.

Соответствующие уравнения преобразования приведены в табл. 5.1.

При практическом использовании ИМ его подвижную и неподвижную катушки можно питать независимо, а также соединять последовательно или параллельно. Последовательное соединение применяется в тех случаях, когда верхний предел по току мал, не выше 0,5 А; ограничивается это допустимым нагревом пружин или растяжек. При последовательном соединении катушек у механизма одна входная величина — ток $I = I_1 = I_2$. При параллельном соединении катушек входной величиной также будет являться ток I, однако токи в катушках будут разные—в зависимости от сопротивлений цепей этих катушек. При параллельном соединении катушек может возникнуть погрешность преобразования при изменении температуры и частоты, если сопротивления катушек при воздействии этих факторов не будут изменяться пропорционально, например вследствие различия температурных коэффициентов сопротивления. Это вызовет перераспределение токов в катушках и, следовательно, изменение вращающего момента.

Внешнее магнитное поле вызывает появление дополнительного момента от взаимодействия тока в подвижной катушке с потоком этого поля, что приводит к погрешности при неизменных значениях токов в катушках. А так как собственное магнитное поле ИМ относительно слабое, то и влияние внешних полей может быть заметным. На постоянном токе будут оказывать влияние постоянные магнитные поля.

Если же ИМ применяется в цепи переменного тока, то погрешность возникает от действия переменных магнитных полей той же частоты, что и частота тока в катушках, причем она значительно увеличивается при совпадении по фазе векторов индукций поля катушек и внешнего поля.

Основное применение электродинамические ИМ находят в переносных приборах переменного тока.

Магнитоэлектрический ИМ. Основными элементами магнитоэлектрических ИМ являются постоянный магнит и катушка (рамка). Выполняются они или с подвижной катушкой, или с подвижным магнитом. Первые делают как с внешним (по отношению к катушке) магнитом, так и с внутрирамочным магнитом.

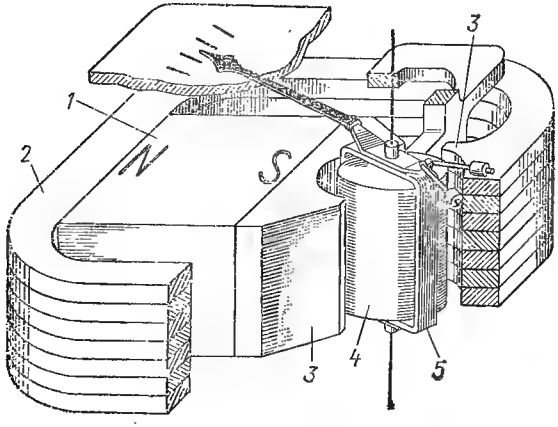


Рис. 5.5

В ИМ с внешним магнитом магнитная цепь (рис. 5.5) состоит из магнита *1*, магнитопровода *2*, полюсных наконечников *3* и цилиндрического сердечника *4*. Магнитопровод, полюсные наконечники и сердечник с концентрическими цилиндрическими поверхностями выполняют из магнитномягкого материала для получения более равномерного и радиального распределения магнитных силовых линий в воздушных зазорах между сердечником и полюсными наконечниками. В этих зазорах может поворачиваться катушка *5* с вертикально расположенными рабочими сторонами, охватывающая неподвижный сердечник. При повороте катушки ее рабочие стороны пересекают магнитные силовые линии под прямым углом.

Электромагнитную энергию магнитоэлектрического ИМ можно выразить зависимостью (5.8), если магнит заменить некоторой катушкой с током I_1 и индуктивностью L_1, создающей магнитный поток $\Phi_м$, эквивалентный потоку магнита, а под множителем $M_{1,2} I_1$ понимать потокосцепление $\Psi_м$ этого потока с w витками подвижной катушки с индуктивностью L_2, по которой течет ток I, т. е. $M_{1,2} I_1 = \Psi_м = w\Phi_м$.

Учитывая, что индуктивность L_1 от поворота подвижной части не зависит, а изменением L_2 практически можно пренебречь, для вращающего момента получаем:

$$M_в = \frac{\partial W_м}{\partial \alpha} = \frac{\partial \Psi_м}{\partial \alpha} I.$$

Для ИМ, изображенного на рис. 5.5,

$$d\Psi_м = w\, d\Phi_м = wB2ah\, d\alpha,$$

где B — индукция в зазоре; h — высота полюсного наконечника; a — расстояние от оси вращения до вертикальной стороны катушки.

Тогда:

$$M_в = 2ahBwI = BswI = \Psi_0 I, \qquad (5.10)$$

где $\Psi_0 = 2ahBw$ — потокосцепление с катушкой при ее отклонении на единицу угла α (1 рад); $s = 2ah$ — активная площадь катушки.

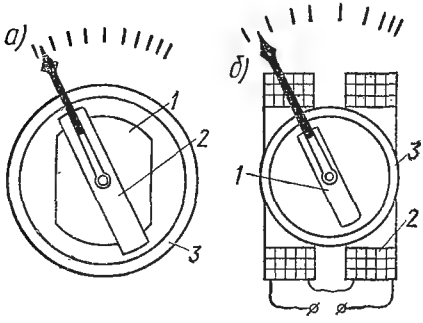


Рис. 5.6

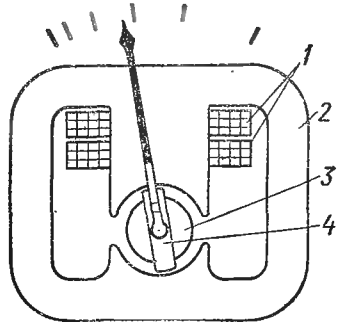


Рис. 5.7

Таким образом, вращающий момент ИМ с радиальным равномерным магнитным полем в рабочем зазоре не зависит от угла отклонения подвижной части.

В ИМ с внутрирамочным магнитом, схема устройства которого приведена на рис. 5.6, *а* (*1* — неподвижный магнит, *2* — подвижная рамка, *3* — кольцевой магнитопровод), индукция в зазоре неравномерна, поэтому вращающий момент зависит от угла отклонения рамки, что приводит к нелинейной зависимости между α и I. Еще большей нелинейностью характеризуется ИМ с подвижным магнитом, схематически изображенный на рис. 5.6, *б* (*1* — подвижный магнит, 2 — неподвижные катушки, *3* — медное кольцо, являющееся деталью успокоителя).

Обычные магнитоэлектрические ИМ пригодны лишь для использования в цепях постоянного тока. С дополнительными же преобразователями переменного тока в постоянный их применяют и для измерений в цепях переменного тока.

Ферродинамический ИМ. На рис. 5.7 схематически изображено устройство одной из модификаций ферродинамического ИМ—напоминающее устройство магнитоэлектрического ИМ (см. рис. 5.5). Для

создания магнитного потока в рабочем зазоре применяется электромагнит, состоящий из катушки *1*, магнитопровода *2* (из листового магнитномягкого материала) и ферромагнитного сердечника *3*. Подвижной частью является бескаркасная рамка *4*.

Уравнение преобразования и способы включения обмоток для ферродинамического ИМ те же, что и для электродинамического ИМ (см. табл. 5.1). Ферродинамический ИМ может быть использован для тех же целей, что и электродинамический, хотя основное его применение—в приборах для измерения мощности, а также в самопишущих приборах и в качестве логометров переменного тока (см. § 5.7).

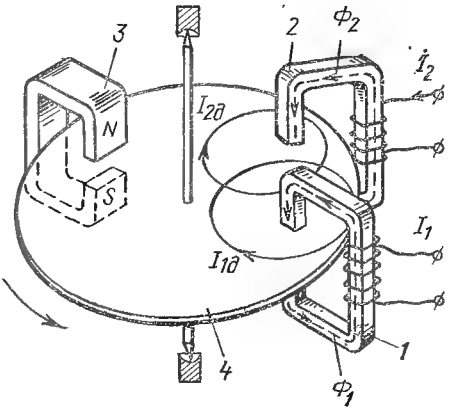


Рис. 5.8

Индукционный ИМ. Схематическое устройство индукционного ИМ приведено на рис. 5.8. Электромагниты *1* и *2* с обмотками, питаемыми переменными токами I_1 и I_2, создают магнитные потоки Φ_1 и Φ_2. Эти потоки пронизывают алюминиевый диск *4* подвижной части, расположенный в зазорах магнитопроводов, и индуктируют в нем токи $I_{1д}$ и $I_{2д}$. Из всех возможных взаимодействий между токами и потоками вращающий момент возникает лишь от взаимодействия тока $I_{1д}$ с потоком Φ_2 и тока $I_{2д}$ с потоком Φ_1.

Таким образом, принцип действия индукционного ИМ аналогичен принципу действия электродинамического ИМ—момент возникает благодаря взаимодействию подвижных и неподвижных контуров с токами, однако выражение для вращающего момента индукционного ИМ иное [15]:

$$M_{ср} = Kf\Phi_1 \Phi_2 \sin\psi \approx K_1 f I_1 I_2 \sin\psi, \qquad (5.11)$$

где ψ — угол сдвига между Φ_1 и Φ_2 (вторая часть зависимости справедлива при пренебрежимо малом угле сдвига между I_1 и Φ_1 и между I_2 и Φ_2). Это отличие обусловлено тем, что величина индуктированного тока пропорциональна частоте f, и ток оказывается сдвинутым относительно индуктирующего потока на 90°. Поэтому в зависимость (5.11) вошла частота f и не $\cos\psi$, а $\sin\psi$.

Индукционные ИМ бывают однопоточные и многопоточные. Практическое применение находят главным образом многопоточные механизмы (на рис. 5.8 — двухпоточный).

Прикрепляя к оси подвижной части спиральную пружину, получаем ИМ отклонения, уравнение преобразования которого приведено в табл. 5.1. Успокоение при этом—магнитоиндукционное, осуществляемое постоянным магнитом *3* и диском *4* (см. рис. 5.8).

Основное применение многопоточные ИМ находят в интегрирующих приборах — счетчиках электрической энергии переменного тока (см. § 16.8) определенной частоты (см. уравнение преобразования в табл. 5.1).

Электромагнитный ИМ. Подвижный элемент электромагнитного ИМ может выполнять роль сердечника катушки (см. рис. 5.1) и может являться частью ее внешней магнитной цепи.

Механизмы с подвижным сердечником выполняют с плоской катушкой (см. рис. 5.1) или с круглой (рис. 5.9, *а*). В последнем случае применяют два сердечника: подвижный *1* и неподвижный *2*. Вращающий момент создается вследствие отталкивания одноименно намагниченных сердечников.

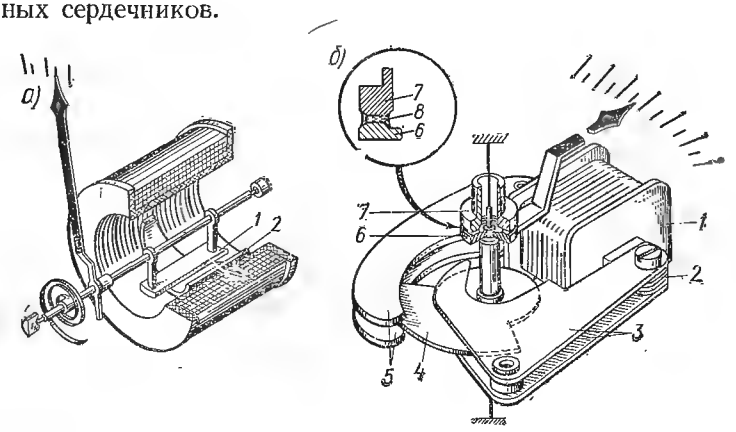


Рис. 5.9

Механизм с подвижным элементом во внешней магнитной цепи катушки показан на рис. 5.9, *б*. Внутри катушки *1* находится набранный из листовой стали неподвижный сердечник *2*, к концам которого прикреплены полюсные наконечники *3* и *5*. Магнитный поток, проходя через полюсные наконечники *3*, элемент *4*, укрепленный на подвижной части, и наконечники *5*, намагничивает последние и ближайшую к ним часть элемента *4* разноименно, вследствие чего подвижный элемент *4* втягивается в зазор между наконечниками *5*.

В механизме применен жидкостный успокоитель, состоящий из диска *6* (находится на подвижной части), диска *7* (укреплен неподвижно) и слоя вязкой жидкости *8*.

Электростатический ИМ. Устройство одного из типов электростатических ИМ схематически изображено на рис. 5.10. Подвижный электрод в виде алюминиевых пластин *1*, укрепленных на оси, может перемещаться внутри алюминиевых неподвижных камер *2*. Между подвижным и неподвижным электродами включают электрическое напряжение, под действием которого подвижный электрод втягивается внутрь камер. Изменение емкости $\partial C/\partial\alpha$, входящее в уравнение преобразования (см. табл. 5.1), происходит вследствие изменения активной площади электродов.

Существенными достоинствами электростатических ИМ являются весьма высокое сопротивление и, следовательно, ничтожно малое потребление энергии, а также возможность применения в широком диапазоне частот. На постоянном токе сопротивление ИМ определяется сопротивлением изоляции между электродами, а на переменном токе оно равно емкостному сопротивлению, которое вследствие малой емкости между электродами (от единиц до десятков пикофарад) при низких частотах составляет десятки мегаом и заметно уменьшается лишь при частотах в миллионы герц.

Влияние частоты проявляется на высоких частотах вследствие индуктивности подводящих проводников и емкости между ними. Прак-

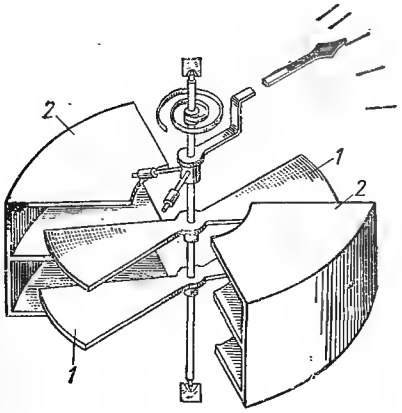


Рис. 5.10

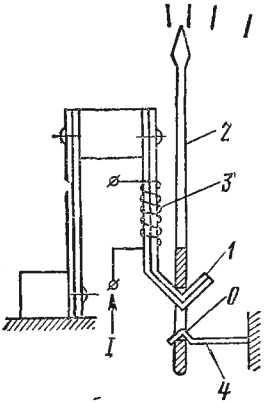


Рис. 5.11

тически это влияние становится заметным лишь при частотах в несколько мегагерц. Недостатком электростатических ИМ является малая чувствительность. Для измерения напряжений ниже 3 кВ используют вольтметры с ИМ типа, показанного на рис. 5.10. При напряжениях выше 3 кВ применяют ИМ, у которых изменение емкости происходит вследствие изменения расстояния между электродами.

Тепловые ИМ. В тепловых ИМ преобразование электромагнитной энергии в перемещение указателя отсчетного устройства осуществляется через посредство тепловых процессов. В настоящее время находят применение биметаллические ИМ. Схематическое устройство такого ИМ приведено на рис. 5.11. Нагреваемым элементом является биметаллическая пластина *1* из материалов с разными температурными коэффициентами линейного расширения, связанная со стрелкой *2*. Нагрев пластины осуществляется током, пропускаемым либо непосредственно по пластине, либо через навитую на нее обмотку *3* из проволоки с большим удельным сопротивлением. При нагреве пластина *1* изгибается и ее конец перемещается вправо, поворачивая стрелку относительно точки *O* опоры *4*. Температура нагрева пластины, пере-

мещение конца пластины, а следовательно, и отклонение стрелки являются функциями квадрата силы тока, протекающего через обмотку.

Тепловые ИМ обладают большой тепловой инерцией и поэтому используются на низких частотах (герцы и доли герца). Вследствие простоты устройства и большой устойчивости к механическим воздействиям (тряска, вибрации) они находят применение также в приборах для транспортных средств.

Тепловой биметаллический ИМ потребляет значительную мощность (несколько ватт) и имеет основную погрешность не менее 2,5%.

§ 5.5. Методика анализа свойств ИМ

При анализе свойств ИМ целесообразно воспользоваться уравнением преобразования (5.5), а также соответствующими уравнениями, приведенными в табл. 5.1.

Если входная величина Y входит в эти уравнения в степени $n = 1$, то $M_в$ и α будут изменять знак при изменении полярности Y. Это свойство используют в малоинерционных ИМ — вибраторах осциллографа (см. § 17.5). В обычных же ИМ подвижная часть при пропускании переменного тока не успевает следовать за изменяющимися мгновенными значениями вращающего момента и остается неподвижной. ИМ, для которых $n = 2$, могут работать как на постоянном, так и на переменном токе, кроме индукционного, который по принципу действия применим лишь для работы на переменном токе.

Если в уравнение преобразования входит не одна электрическая величина, а две или более, то в качестве входной измеряемой, в зависимости от задачи измерения, можно выбрать любую из величин (или две и более), сохраняя остальные постоянными.

Например, для электродинамического и ферродинамического ИМ в уравнение преобразования на переменном токе (см. табл. 5.1) входит произведение $I_1 I_2 \cos\psi$, где ψ — угол сдвига между I_1 и I_2. Наличие $\cos\psi$ показывает, что эти ИМ являются фазочувствительными, т. е. изменение значения ψ приводит к изменению угла отклонения подвижной части.

Если входными величинами считать I_1 и I_2, то ИМ можно использовать в качестве множительного преобразователя, осуществляющего вычислительную операцию умножения двух токов или функционально с ними связанных других величин (например, для измерения мощности).

При двух или более входных величинах ИМ может работать (среднее значение $M_в$ не будет равно нулю) лишь в том случае, когда эти величины одного и того же рода, т. е. или обе постоянного тока, или обе переменного тока. На переменном токе такие ИМ обладают свойством избирательности в том смысле, что отклонение подвижной части определяется входными величинами одинаковой частоты. Поэтому, если, например, одна входная величина изменяется синусоидально и не содержит высших гармоник, а другая содержит эти гармоники, то отклонение подвижной части будет обусловлено только первыми гармониками.

Отклонения подвижной части ИМ будут строго соответствовать значениям входной величины лишь в том случае, когда входящие в уравнение преобразования постоянные величины или величины, изменяющиеся в функции угла отклонения, будут сохранять свои значения во времени. В действительности же вследствие, например, старения элементов ИМ эти значения изменяются и возникает погрешность от нестабильности во времени, входящая в основную погрешность ИМ.

Одной из наиболее существенных составляющих основной погрешности ИМ с креплением подвижной части на кернах является погрешность от трения. Момент трения $M_{тр}$ складывается при возрастающих отклонениях с противодействующим моментом, а при убывающих отклонениях — с вращающим моментом. В результате установившееся отклонение может быть либо меньше, либо больше отклонения, когда трение отсутствует.

Пользуясь уравнением преобразования, можно сделать выводы и о дополнительных погрешностях ИМ. Так, например, в электромагнитном ИМ при изменении температуры будет изменяться W (из-за изменения размеров и упругих свойств пружины) и $\partial L/\partial\alpha$ (вследствие изменения магнитных свойств сердечника и размеров катушки и сердечника). При изменении температуры изменится и сопротивление R катушки, однако это не приведет к погрешности, поскольку R не входит в уравнение преобразования. Изменение частоты вызывает изменение $\partial L/\partial\alpha$ вследствие большего или меньшего размагничивания сердечника магнитными полями вихревых токов, возникающих в сердечнике и окружающих металлических деталях и зависящих от частоты. Что касается индуктивного сопротивления ωL, то его изменение с частотой (подобно изменению R от температуры) не вызовет погрешности.

В ферродинамическом и электромагнитном ИМ, содержащих ферромагнитные элементы, при использовании их на постоянном токе возникает специфическая погрешность от гистерезиса, проявляющаяся в том, что намагниченность этих элементов оказывается различной при возрастании тока в катушке и при его убывании (получаются разные значения $\partial M_{1,2}/\partial\alpha$ и $\partial L/\partial\alpha$). Для уменьшения этой погрешности сердечники изготовляют из материала с малой коэрцитивной силой, например из пермаллоя.

О влиянии магнитного или электрического полей сделать заключение непосредственно из уравнений преобразования нельзя, так как при выводе этих уравнений наличие посторонних полей исключалось. В действительности внешние магнитные поля всегда имеют место: например, вследствие влияния поля Земли может возникнуть дополнительный момент и появится погрешность, которая будет тем больше, чем меньше собственное магнитное поле ИМ.

§ 5.6. Астатические ИМ

Астатический ИМ представляет собой сочетание в одном устройстве двух идентичных ИМ; применяется он для уменьшения влияния магнитных полей. На рис. 5.12 приведена принципиальная схема устройства электромагнитного астатического ИМ. Подвижная часть такого

ИМ имеет два сердечника *1*, укрепленных на оси, и две неподвижные катушки *2*, обмотки которых соединены последовательно между собой так, чтобы создаваемые ими магнитные поля были направлены в противоположные стороны. Внешнее магнитное поле уменьшает поле, действующее на один сердечник, и увеличивает в той же мере поле, действующее на другой, в результате чего суммарный вращающий момент остается одним и тем же как при наличии внешнего поля, так и без него. Однако полное устранение погрешности от влияния внешнего магнитного поля имеет место лишь тогда, когда это поле равномерно распределено в объеме ИМ, а показатель степени n у входной величины ИМ равен единице. При $n \neq 1$ увеличение вращающего момента в одном механизме и уменьшение момента в другом механизме, вызванные влиянием внешнего поля, окажутся различными.

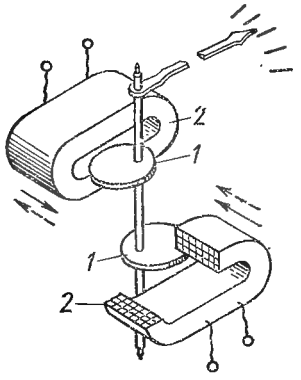


Рис. 5.12

§ 5.7. Логометрические ИМ—логометры

Логометры осуществляют вычислительную операцию деления двух электрических величин, являющихся, как правило, функциями других величин—как электрических, так и неэлектрических. Отклонение подвижной части ИМ будет пропорционально отношению двух электрических величин, если противодействующий момент создавать не пружиной, а таким же электромеханическим устройством, каким создается вращающий момент.

Конструктивно логометрический ИМ представляет собой сочетание двух электромеханических устройств с общей подвижной частью, на которую действуют два момента, направленные навстречу друг другу. В ИМ, требующих подвода тока к элементам подвижной части, это осуществляется с помощью тонких металлических лент, называемых безмоментными подводками, создающих пренебрежимо малый момент. Благодаря этому подвижная часть ИМ, когда он не включен в цепь, может занимать любое положение.

На основании (5.4) можно написать:

$$M_{\text{в}} = K_1 f_1(\alpha) Y_1^{n_1}; \quad M_{\text{п}} = K_2 f_2(\alpha) Y_2^{n_2}.$$

При установившемся отклонении подвижной части уравнение преобразования будет иметь вид:

$$Y_1^{n_1}/Y_2^{n_2} = K_2 f_2(\alpha)/K_1 f_1(\alpha).$$

Для того чтобы α являлось функцией отношения Y_1/Y_2, необходимо выполнить два условия: 1) равенство показателей степени ($n_1 = n_2 = n$) и 2) зависимость отношения $f_2(\alpha)/f_1(\alpha)$ от отклонения α.

что будет иметь место при различных $f_1(\alpha)$ и $f_2(\alpha)$ и, в частности, при равенстве постоянной величине функции от α для одного из элементов.

При выполнении этих условий имеем:

$$(Y_1/Y_2)^n = (K_2/K_1) f_3(\alpha) \quad \text{или} \quad \alpha = K f(Y_1/Y_2).$$

На переменном токе под Y_1 и Y_2 в общем случае следует понимать комплексные величины.

Логометры применяются главным образом для измерения параметрических электрических величин (в омметрах, генриметрах, фарадметрах, герцметрах, фазометрах), а также неэлектрических величин, предварительно преобразуемых в электрические, когда требуется вспомогательный источник энергии для приведения в действие ИМ.

Весьма ценным свойством логометра является то, что отклонения его подвижной части, а следовательно, и его чувствительность, не зависят от напряжения источника тока. Это свойство проявляется и при изменении таких влияющих величин, как, например, температура окружающей среды, частота источника тока и др.

Причинами специфических погрешностей логометров являются конечное значение момента «безмоментных» подводок тока, что может сказаться при малых абсолютных значениях моментов, и неточное соблюдение требования $n_1 = n_2$.

§ 5.8. Интегрирующие ИМ

Под интегрирующим ИМ понимают такой электромеханический механизм, который выполняет интегрирование какой-либо электрической величины за некоторый промежуток времени.

Вращающий момент в этих ИМ, имеющих обычно вращающуюся подвижную часть, создается с помощью таких же устройств, что и в описанных ранее ИМ отклонения, и должен быть пропорционален величине Y, т. е.

$$M_в = C_в Y,$$

где $C_в$ — коэффициент пропорциональности. Противодействующий же момент, называемый в данном случае тормозным, создается иным способом, так как должен быть пропорционален скорости вращения подвижной части.

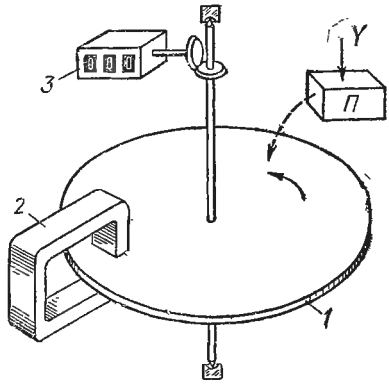


Рис. 5.13

На рис. 5.13 показано схематическое устройство интегрирующего ИМ. Узел *П* изображает устройство для создания вращающего момента. Для создания тормозного момента $M_т$ служат алюминиевый диск *1* и постоянный магнит *2*. В данном случае для $M_т$ справедливо выражение (5.7). Допуская, что на подвижную часть действуют только вращающий и магнитоиндукционный тормозной моменты динамическое

равновесие подвижной части (равномерное вращение) получим при равенстве этих моментов:

$$C_{\text{в}} Y = P_{\text{м}} (d\alpha/dt).$$

Интегрируя это уравнение за промежуток времени ($t_2 - t_1$), в течение которого вращается подвижная часть, получим уравнение преобразования:

$$\int_{t_1}^{t_2} Y\, dt = \frac{P_{\text{м}}}{C_{\text{в}}} \int_0^{2\pi N} d\alpha = \frac{P_{\text{м}}}{C_{\text{в}}} 2\pi N = C_{\text{и}} N,$$

где $C_{\text{и}} = 2\pi P_{\text{м}}/C_{\text{в}}$ — постоянная интегрирующего ИМ, N — число оборотов подвижной части. Таким образом, число оборотов подвижной части пропорционально интегралу от Y за время интегрирования.

Для отсчитывания интегрального значения Y в ИМ устанавливают механический счетчик *3* (см. рис. 5.13) числа оборотов подвижной части (см. § 4.9, рис. 4.16, *а*).

Интегрирующие ИМ применяют главным образом в счетчиках электрической энергии и количества электричества, в которых величиной Y является соответственно либо мощность, либо ток. Применительно к этому используются индукционный ИМ (для счетчиков энергии переменного тока), электродинамический (для счетчиков энергии постоянного тока) и магнитоэлектрический (для счетчиков количества электричества).

При выводе уравнения преобразования было допущено, что на подвижную часть действуют всего два момента. В действительности существуют еще моменты трения в опорах и счетчике числа оборотов и момент трения подвижной части о воздух, зависящие от скорости вращения. В коэффициент $C_{\text{и}}$ входят электрическое сопротивление диска и поток $\Phi_{\text{м}}$ магнита, которые не остаются постоянными при изменении температуры. Все это приводит к тому, что $C_{\text{и}}$ имеет разные значения при изменении значения Y и температуры, т. е. появляются погрешности значения $C_{\text{и}}$, определенного в нормальных условиях. Естественно, что помимо этих погрешностей существуют и погрешности, присущие устройству для создания вращающего момента.

§ 5.9. Обратные электромеханические преобразователи

В приборах уравновешивающего преобразования, предназначенных для измерения механических величин электрическими методами, также применяются электромеханические преобразователи, преобразующие электрическую величину в механическую (момент, силу) с целью уравновешивания однородной, механической же, измеряемой величины. Эти преобразователи по принципу действия аналогичны ИМ, но в отличие от них называются обратными электромеханическими преобразователями.

Обратные преобразователи, преобразующие ток или напряжение в момент, в конструктивном отношении аналогичны рассмотренным

выше ИМ. Преобразователи же, выходной величиной которых является сила, имеют свои конструктивные особенности.

На рис. 5.14 схематически изображен магнитоэлектрический обратный преобразователь электрического тока в силу. В рабочем зазоре кольцевого магнитопровода *3* помещена обмотка катушки *1* подвижной части, витки которой уложены на алюминиевый цилиндрический каркас *4*. Подвижная часть укреплена на растяжках *2*, создающих при ее перемещении очень малую силу по сравнению с силой, получаемой в преобразователе. Подвод тока к катушке осуществляется через «безмоментные» токоподводы.

При протекании по катушке тока I возникает сила

$$F = \partial W_м / \partial l = B l_{ср} w I,$$

где ∂l — перемещение катушки с w витками; B — индукция в зазоре магнитопровода; $l_{ср}$ — средняя длина витка катушки.

Сила F уравновешивает измеряемую силу F_X, и уравнение преобразования приобретает вид:

$$I = F_X / B l_{ср} w = K F_X.$$

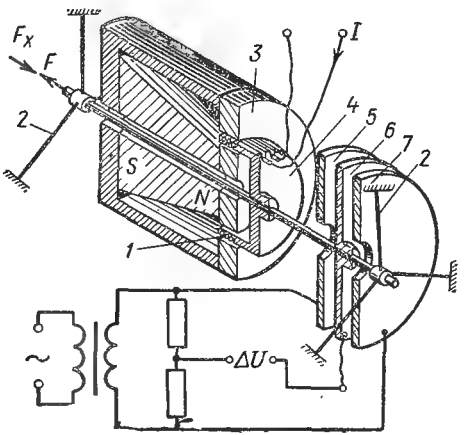


Рис. 5.14

Таким образом, по величине I можно определить F_X, если предварительно при помощи известной силы F_0, приложенной к преобразователю, определен коэффициент K.

В качестве чувствительного элемента преобразователя сравнения, выявляющего состояние неравенства сил F и F_X, чаще всего используют электростатические или электродинамические (ферродинамические) устройства.

На рис. 5.14 приведен также электростатический чувствительный элемент в виде дифференциального конденсатора, состоящий из двух неподвижных электродов *5* и *7* и электрода *6*, укрепленного на подвижной части. Дифференциальный конденсатор включают в мост, питаемый переменным током. При отсутствии равновесия между F и F_X подвижная часть смещается. Это смещение приводит к изменению емкостей плеч моста и вызывает появление на его выходе напряжения ΔU, что и является свидетельством отсутствия равенства между F и F_X.

Глава VI

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 6.1. Виды преобразователей

В зависимости от основного назначения аналоговые электрические преобразователи можно разделить на следующие группы:

1. Преобразователи рода величины, например напряжения в ток или тока в падение напряжения. Из преобразователей этой группы будут рассмотрены добавочные резисторы и шунты.

2. Масштабные преобразователи, осуществляющие только количественное изменение значений величины. К этой группе относятся делители напряжения, измерительные трансформаторы и измерительные усилители. Поскольку электронные усилители рассматриваются в другом курсе, в данном пособии будут отмечены лишь некоторые особенности измерительных электронных усилителей и предъявляемые к ним требования.

3. Преобразователи рода тока, например переменного в постоянный. Из этой группы будут рассмотрены термоэлектрические и выпрямительные преобразователи.

Аналого-дискретные преобразователи рассматриваются в § 26.6.

§ 6.2. Добавочные резисторы

Резистор, включенный последовательно с ИМ, вращающий момент которого зависит от тока, и используемый для измерения напряжения, называется добавочным резистором. Основное его назначение — преобразование напряжения в ток.

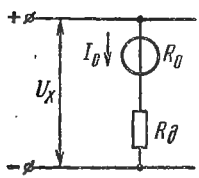


Рис. 6.1.

Ток I_0 в цепи ИМ (рис. 6.1) определяется уравнением преобразования:

$$I_0 = U_X/(R_0 + R_д),$$

где U_X — измеряемое напряжение; R_0 — сопротивление ИМ; $R_д$ — сопротивление добавочного резистора.

Добавочные резисторы служат также для расширения пределов измерения по напряжению уже готовых вольтметров и других приборов, например ваттметров, фазометров, имеющих параллельные цепи, включаемые под напряжение.

Если вольтметр имеет номинальный предел измерения $U_н$ и сопротивление $R_в$ и нужно расширить предел до $U'_н > U_н$, то (так как ток I_0 должен сохранить свое значение) справедливо равенство:

$$U_н/R_в = U_н'/(R_в + R_д').$$

Отсюда сопротивление резистора

$$R_д' = R_в(n-1),$$

где $n = U'_н/U_н$ и обычно называется множителем шкалы.

Добавочные резисторы изготовляются обычно из изолированной манганиновой проволоки, намотанной на каркас из изоляционного материала. Перспективным является применение литого микропровода в стеклянной изоляции, что позволяет иметь малые габариты резистора при больших значениях сопротивления.

Добавочные резисторы выполняются как внутренними, расположенными в корпусе прибора, так и наружными. В первом случае прибор градуируется вместе с добавочным резистором. В переносных приборах добавочные резисторы изготовляются секционными на несколько пре-

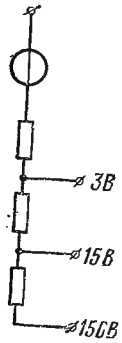


Рис. 6.2

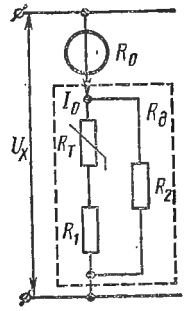


Рис. 6.3

делов измерения (рис. 6.2). Наружные добавочные резисторы могут быть индивидуальными, т. е. включаемыми только с определенными приборами, и взаимозаменяемыми, т. е. с фиксированными значениями сопротивления. Последние допускают применение их с любыми приборами, имеющими одинаковые номинальные токи.

Параметры (классы точности, номинальные токи) взаимозаменяемых добавочных резисторов регламентируются ГОСТ 8623—69.

Добавочные резисторы осуществляют также коррекцию температурной погрешности прибора. Так, применительно к рис. 6.1 относительная температурная погрешность цепи прибора при $U_X = \text{const}$:

$$\gamma_t = -\frac{R_0}{R_0 + R_д}\alpha_{ИМ} = -\frac{\alpha_{ИМ}}{1 + (R_д/R_0)},$$

где $\alpha_{ИМ}$ — температурный коэффициент цепи ИМ при предположении, что температурный коэффициент резистора равен нулю.

Используются и более сложные цепи коррекции, в частности, с полупроводниковым терморезистором $R_т$ (рис. 6.3). Резисторы R_1 и R_2 из манганина служат для линеаризации температурной характеристики $R_т$. В данном случае добавочное сопротивление $R_д$, состоящее из двух параллельных ветвей, будет иметь отрицательный ТКС, и, следовательно, ТКС всей цепи ($R_0 + R_д$) будет близок к нулю при условии, что ТКС ИМ положительный.

Добавочные резисторы применяются со всеми ИМ за исключением электростатического, вращающий момент которого зависит от напряжения, и индукционного, имеющего очень большое индуктивное сопротивление.

При использовании резистора в приборах переменного тока нужно учитывать, что ИМ обладает индуктивностью L_0. Полагая, что добавочный резистор практически безреактивный и его сопротивление равно $R_д$, частотная погрешность при $U_X = \text{const}$:

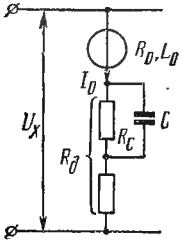


Рис. 6.4.

$$\gamma_f = \frac{I_{0\sim} - I_0}{I_0} \approx -\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L_0}{R_0 + R_д}\right)^2,$$

где I_0 и $I_{\sim 0}$ — значения тока соответственно в цепи постоянного тока и переменного. При этом имеется в виду, что отношение $\omega L_0/(R_0 + R_д)$ значительно меньше единицы.

Для уменьшения частотной погрешности при малых $R_д$ или для расширения частотного диапазона применяют цепь (рис. 6.4), причем необходимо соблюдение равенства $C = L_0/R_C^2$. Так как индуктивность ИМ возрастает с увеличением отклонения его подвижной части, то полная коррекция достигается только для одного отклонения.

§ 6.3. Шунты

Шунт представляет собой четырехзажимный резистор $R_ш$, который вместе с ИМ, подключенным к его потенциальным зажимам $П$, при помощи токовых зажимов T включается в цепь измеряемого тока I_X (рис. 6.5). Шунт преобразует ток в падение напряжения.

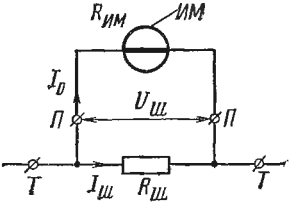


Рис. 6.5.

Для постоянного тока уравнение преобразования имеет вид:

$$U_ш = R_ш I_ш,$$

где $I_ш$ — ток в шунте. Но шунт можно рассматривать и как делитель тока с коэффициентом деления (шунтирования)

$$n = I_X/I_0 = (R_{ИМ} + R_ш)/R_ш,$$

где I_0 — ток в ИМ; $R_{ИМ}$ — сопротивление ИМ. Это позволяет расширять пределы ИМ по току, т. е. измерять токи, значительно превосходящие ток, на который рассчитан ИМ. Из этого выражения

$$R_ш = R_{ИМ}/(n - 1).$$

Шунты изготовляются из манганина и применяются почти исключительно с магнитоэлектрическими ИМ на постоянном токе. Применять шунты для электродинамических и других ИМ нецелесообразно, поскольку эти ИМ потребляют относительно большую мощность, что

приводит к необходимости иметь значительные $U_ш$, а следовательно, и $R_ш$, приводящие в свою очередь к увеличению габаритов и массы шунтов. Кроме того, применение шунтов на переменном токе приводит к погрешности, обусловленной перераспределением токов I_0 и $I_ш$ при разных частотах из-за влияния реактивных сопротивлений ИМ и шунта.

На токи до 30÷50 А применяют внутренние шунты, помещаемые в корпусе прибора. На большие токи шунты делаются наружными — для исключения нагревания прибора выделяемой в шунте мощностью. Наружные шунты изготовляются на токи до 10 000 А и имеют массивные наконечники из красной меди для включения в цепь тока. Между наконечниками впаяны манганиновые пластины или круглые стержни

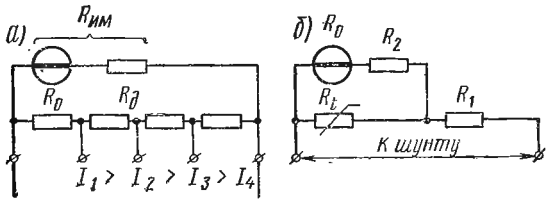


Рис. 6.6

для улучшения охлаждения шунта. Эти шунты обычно делают взаимозаменяемыми, т. е. на фиксированные $U_ш$ (60, 75, 100, 150 и 300 мВ), и потенциальные зажимы шунта соединяют с ИМ калиброванными проводами, сопротивление которых оговорено техническими условиями. Основные параметры шунтов регламентируются ГОСТ 8042—61.

В многопредельных переносных амперметрах применяют универсальные (ступенчатые) шунты; схема одного из них приведена на рис. 6.6, *а*. Изменение пределов по току осуществляется переключением зажимов шунта. Так как сопротивление обмотки подвижной части и пружин ИМ существенно изменяется при изменении температуры (4% на 10° С), то из-за перераспределения токов между ИМ и шунтом возникает температурная погрешность. Эту погрешность можно снизить, включив добавочное сопротивление $R_д$ из манганина, как показано на рис. 6.6, *а*. В этом случае температурная погрешность цепи ИМ с шунтом, с достаточным приближением, выражается формулой:

$$\gamma_t = \frac{\alpha_{им}}{1 + (R_д/R_0)}.$$

Такая неполная температурная коррекция применяется в амперметрах относительно малой точности.

Схему, приведенную на рис. 6.3, можно использовать и в данном случае.

Для приборов высокой точности применяют цепь, изображенную на рис. 6.6, *б*, с последовательно-параллельной коррекцией. Здесь: R_1 и R_2 — манганиновые резисторы; R_t — металлический терморезистор с положительным ТКС. Эта цепь используется и для температурной коррекции вольтметров.

§ 6.4. Делители напряжения

Делители напряжения предназначены для получения определенного соотношения между входным напряжением U_1 и выходным U_2 ($U_2 < U_1$.) Выполняются они на параметрических элементах: резисторах, конденсаторах, индукторах.

Резисторные делители напряжения. На рис. 6.7 показана схема простейшего делителя. Если выход делителя не нагружен (холостой ход), то уравнение преобразования (коэффициент преобразования) на постоянном токе имеет вид:

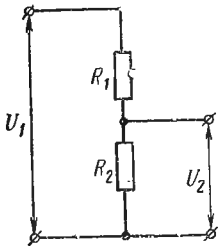


Рис. 6.7

$$S = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + (R_1/R_2)}. \qquad (6.1)$$

Применяют также понятие коэффициента деления $n = 1/S$.

Используются делители* для расширения пределов измерения приборов с высоким сопротивлением (таких как ламповые и цифровые вольтметры, компенсаторы) и как элементы цепей компенсаторов.

Относительная погрешность делителя

$$\gamma_S = dS/S = (1 - S)(\gamma_{R_2} - \gamma_{R_1}),$$

где γ_{R_1} и γ_{R_2} — относительные погрешности соответственно участков резистора R_1 и R_2, т. е. отклонения действительных значений их сопротивлений от номинальных.

При изменении температуры может возникнуть дополнительная погрешность в том случае, если температурные коэффициенты R_1 и R_2 различные или резисторы находятся в разных температурных условиях.

Если на выходе делителя включена нагрузка $R_н$, то выражение для коэффициента преобразования принимает вид:

$$S_н = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}\left(1 + \frac{R_2}{R_н}\right)}.$$

На переменном токе коэффициент преобразования в общем случае является комплексной величиной и его выражение имеет вид:

$$\dot{S} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{1 + (Z_1/Z_2)}, \qquad (6.2)$$

где Z_1 и Z_2 — полные сопротивления соответствующих участков делителя. Между U_2 и U_1 в этом случае появляется угол сдвига, являющийся угловой погрешностью делителя. Если Z_1 и Z_2 подобны, т. е. $R_1/R_2 = L_1/L_2 = C_2/C_1$, где L_1, L_2 и C_1, C_2 — индуктивности и емко-

* Требования, которым должны удовлетворять измерительные делители напряжения постоянного тока, применяемые для расширения пределов измерения компенсаторов, регламентируются ГОСТ 11282—65.

сти соответствующих участков делителя, то такой делитель является частотнонезависимым и у него отсутствуют частотная и угловая погрешности.

Делители напряжения изготовляются из манганинового провода или микропровода в стеклянной изоляции. Они обычно имеют несколько дискретных значений коэффициента преобразования. Различают делители с постоянным входным сопротивлением (рис. 6.8, *а*), в которых переменным является выходное сопротивление и, следовательно, выходное напряжение $U_2' < U_2'' < U_2'''$ при постоянном U_1, а также с постоянным выходным сопротивлением (рис. 6.8, *б*) при переменном входном. В последнем случае первичное напряжение подается на зажимы 0—1, 0—2 или 0—3. Применяют также делители, позволяющие плавно регулировать коэффициент преобразования; они называются реохордами (рис. 6.9, *а*) и снабжаются шкалой, градуированной в значениях S (или n). Однако эти делители обладают значительной погрешностью порядка $\gamma_S = (1 \div 5)10^{-3}/S$, что связано с наличием скользящего контакта и недостаточной однородностью проволоки

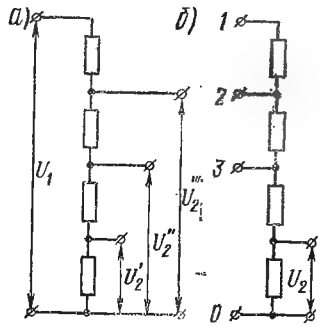


Рис. 6.8

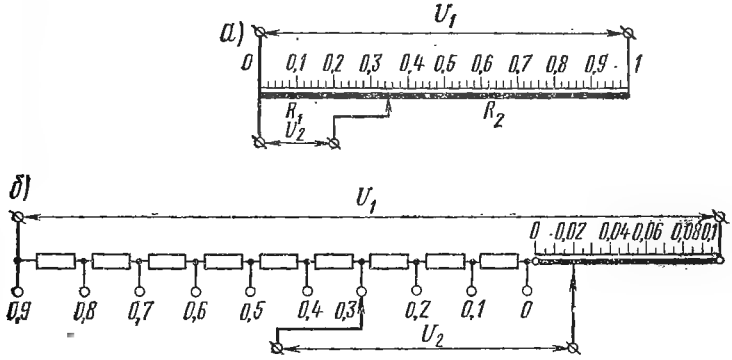


Рис. 6.9

реохорда. Для уменьшения погрешности до $\gamma_S = (1 \div 5)10^{-4}/S$ применяют делители, в которых совмещен дискретный (ступенчатый) и реохордный делители (рис. 6.9, *б*).

В наиболее точных делителях, например для компенсаторов, используются специальные многодекадные устройства, позволяющие снизить относительную погрешность до $\gamma_S = 10^{-5}/S$ и даже менее.

На рис. 6.10 приведена схема делителя с двумя шунтирующими декадами *III* и *IV* и постоянным входным сопротивлением, позволяющая получать коэффициент преобразования от 0,9999 до 0,0001. В декаде *I* имеется 10 резисторов, каждый сопротивлением r_1. При помощи сдвоен-

ного переключателя $П_1$ к любому резистору этой декады могут быть подключены девять резисторов декады III, каждый из которых также имеет сопротивление r_1. Поэтому в декаду III при любом положении переключателя $П_1$ ответвляется 0,1 тока I, тогда как 0,9 тока течет по тому резистору декады I, к которому подключен переключатель.

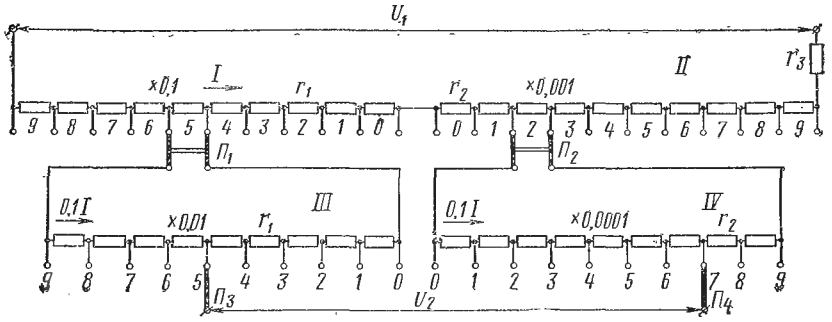


Рис. 6.10

Таким образом, на каждом резисторе декады III падение напряжения будет в 10 раз меньше, чем в декаде I, и если падение напряжения на каждом резисторе этой декады равно $0{,}1U_1$, то падение напряжения на каждом резисторе декады III будет составлять $0{,}01U_1$, т. е. можно произвести отсчет двух десятичных знаков. Выбрав в последовательно включенной декаде II значение $r_2 = 0{,}01r_1$ при том же токе I, получим падение напряжения на каждом резисторе $0{,}001U_1$, а на резисторе декады IV, состоящей из девяти резисторов r_2, — $0{,}0001U_1$. Сопротивление r_3 служит для подгонки общего входного сопротивления делителя до заданного значения. Напряжение U_2 на выходе делителя определяется при холостом ходе, так как в компенсаторе при равновесии ток в цепи компенсируемого напряжения практически отсутствует, т. е. $U_X = U_2$ (см. § 14.5). Значение напряжения U_2, соответствующее положению движков на рис. 6.10, равно $0{,}5527U_1$.

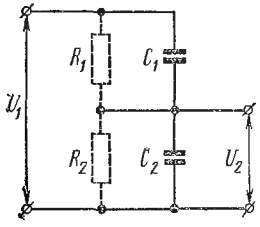


Рис. 6.11.

Для измерения в цепях высоких напряжений постоянного тока в СССР изготовляются точные высоковольтные делители напряжения из литого микропровода в стеклянной изоляции [9]. Один из типов такого делителя рассчитан на максимальное рабочее напряжение 400 кВ; общее сопротивление делителя 1000 МОм; номинальные значения коэффициента деления 10^7, 10^6, 10^8; погрешность коэффициента деления 0,05%; габариты 700×200 мм; масса 150 кг.

Конденсаторные делители напряжения. На рис. 6.11 показана схема конденсаторного делителя напряжения. Для простоты изображены два конденсатора с емкостями C_1 и C_2; через R_1 и R_2 обозначены сопротивления изоляции конденсаторов. Основываясь на выражении

(6.2) для коэффициента преобразования $\dot{S}_C$, будем иметь:

$$\dot{S}_C = \frac{C_1\left(1+\frac{1}{j\omega C_1 R_1}\right)}{C_1\left(1+\frac{1}{j\omega C_1 R_1}\right)+C_2\left(1+\frac{1}{j\omega C_2 R_2}\right)}.$$

Таким образом, в общем случае S_C изменяется при изменении частоты, однако если частота достаточно высокая, $1/\omega C_1 R_1 \ll 1$ и $1/\omega C_2 R_2 \ll 1$, то $S_C = C_1/(C_1 + C_2)$ и не зависит от частоты. При очень низкой частоте $S_R = R_2/(R_1 + R_2)$. Поэтому для конденсаторных делителей, предназначенных для работы в широком диапазоне частот, конденсаторы шунтируются сопротивлениями так, чтобы выполнить

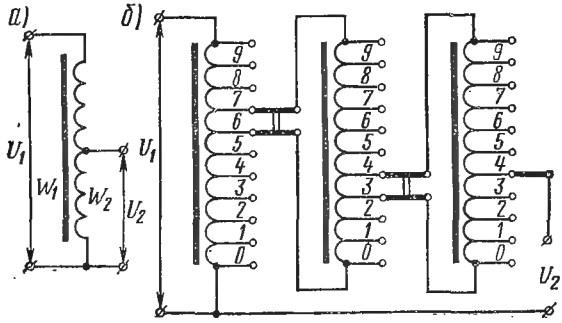


Рис. 6.12.

условие $R_1/R_2 = C_2/C_1$. В этом случае коэффициент преобразования не будет зависеть от частоты и $S_C = S_K$. Применяются эти делители главным образом для расширения пределов измерения электростатических вольтметров на переменном токе.

Индукторные делители напряжения Характерной особенностью делителей данного типа является то, что входная и выходная цепи их индуктивно связаны между собой. На рис. 6.12, *а* показана принципиальная схема такого делителя. Устройство его подобно автотрансформатору с ферромагнитным сердечником. Чтобы обеспечить высокую точность и постоянное значение коэффициента преобразования, конструкция делителя должна в возможно большей степени приближаться к идеальному или совершенному трансформатору [15]. Тогда $S = w_2/w_1$, где w_1 и w_2 — соответственно общее число витков и на участке, от которого берется выходное напряжение U_2. Для этого необходимо, чтобы магнитная цепь сердечника была замкнутой и такой формы, которая обеспечивала бы наиболее равномерное распределение потока и минимальные, также равномерно распределенные, потоки рассеяния. С этой целью применяют сердечник в виде кольца из тонкой (порядка 0,03 мм) навитой спиралью ленты, изготовленной из материала с высокой магнитной проницаемостью.

Основной поток, сцепляющийся со всеми витками делителя, должен быть значительно больше потоков рассеяния. Обмотка наматывается

жгутом, скрученным предварительно из изолированных проводов от одной катушки, число которых равно числу требуемых секций, таким образом, чтобы намотка была равномерно распределена по периферии кольца и всю ее заполняла. Конец провода одной секции соединяется с началом провода следующей секции и т. д. От мест соединения проводов соседних секций делаются отводы к зажимам выходной цепи.

Применяют также многодекадные делители, подобно резисторным делителям, позволяющие иметь коэффициент преобразования с изменяющимся значением (дискретно) малыми ступенями. На рис. 6.12, *б* показана принципиальная схема делителя с двумя шунтирующими декадами, причем обмотки всех декад могут быть намотаны на одном сердечнике. В этом случае число витков шунтирующей декады должно быть равно числу витков шунтируемой секции и распределено насколько возможно равномерно среди витков этой секции. Применяют также делители, у которых обмотка каждой декады навита на отдельный сердечник. Последние обеспечивают большую точность коэффициента преобразования. Относительная погрешность в коэффициенте преобразования может быть сведена при холостом ходе делителя к значению порядка $(1 \div 5)\, 10^{-7}/S$ для данной частоты.

Что касается влияния небольших расхождений в активном сопротивлении секций, а также падения напряжения, обусловленного намагничивающим током, то, как правило, они пренебрежимо малы. Вместе с тем существенно, чтобы материал сердечника обладал малыми магнитными потерями, так как они могут повлиять на погрешность делителя.

Изменение частоты преобразуемого напряжения сказывается на погрешности делителя; ориентировочно погрешность делителя может быть оценена выражением:

$$\gamma_{S_f} = (f/f_н)^2 \gamma_S,$$

где f — частота, при которой применяется делитель; $f_н$ — частота, при которой аттестован делитель.

При уменьшении f, чтобы не происходило уменьшения магнитной проницаемости сердечника и индукция $B_д$ сохраняла свое значение, ограничивают допустимое преобразуемое напряжение в соответствии с равенством:

$$B_д = K(U_{1н}/f_н) = K\,(U_{1f} f),$$

где U_{1f} и $U_{1н}$ — напряжения соответственно при частотах f и $f_н$; K — коэффициент пропорциональности.
Тогда

$$U_{1f} = U_{1н}\,(f/f_н).$$

Существенным достоинством индукторных делителей является сравнительно малая зависимость S от нагрузки. Применяются эти делители чаще всего на частотах звукового диапазона и являются перспективными преобразователями в различных электрических измерительных цепях и устройствах.

§ 6.5 Измерительные трансформаторы

Назначение и основные понятия. Измерительные трансформаторы переменного тока основаны на явлении электромагнитной индукции и, подобно силовым трансформаторам, представляют собой сердечник из листового магнитномягкого материала с двумя обмотками. Их основное назначение состоит в преобразовании (обычно уменьшении) значений измеряемых напряжений и токов в стандартные: 100 В или $100/\sqrt{3}$ В и 5 А (иногда 1А). Помимо этого при измерениях на высоком напряжении трансформаторы обеспечивают безопасность обслуживания приборов на вторичной стороне. Высоковольтные трансформаторы кроме обмоток, предназначенных для включения измерительных приборов, обычно имеют дополнительные обмотки для питания цепей релейной защиты. Трансформаторы высоких классов точности имеют сердечники не из листовой трансформаторной стали, а из материалов с высокой магнитной проницаемостью типа пермаллоя.

Трансформаторы делятся на трансформаторы тока и трансформаторы напряжения. Первичная обмотка трансформатора напряжения, зажимы которой обозначаются буквами A — X (начало — конец), включается в линию параллельно, а к зажимам вторичной обмотки, обозначаемым соответственно буквами a — x, подключаются вольтметры, герцметры и параллельные цепи других приборов. Трансформатор напряжения нормально работает в режиме, близком к холостому ходу, и короткое замыкание его вторичной цепи является для трансформатора аварийным.

Первичная обмотка трансформатора тока, зажимы которой обозначаются буквами $Л_1$ — $Л_2$ (линия), а вторичной—соответственно буквами $И_1$ — $И_2$ (измерение), включается в линию последовательно. Вторичные цепи этих трансформаторов питают амперметры и последовательные цепи таких приборов, как ваттметры, счетчики и другие, имеющие малое сопротивление. Нормальным для трансформатора является режим, близкий к короткому замыканию, и разрыв вторичной цепи становится аварийным.

Изменение порядка включения зажимов на обратное для любой из обмоток трансформаторов влечет за собой поворот соответствующего вектора на 180°. Поэтому при использовании трансформаторов с фазочувствительными приборами надо следить за правильным включением зажимов (см. гл. XVI).

Измерительные трансформаторы должны иметь малые погрешности преобразования измеряемых напряжений и токов как по значению, так и по фазе.

Измерительные трансформаторы характеризуются номинальными коэффициентами трансформации (величина, обратная коэффициенту преобразования) в виде отношения номинальных значений напряжений или токов соответственно:

$$K_{U\text{н}} = U_{1\text{н}}/U_{2\text{н}} \quad \text{и} \quad K_{I\text{н}} = I_{1\text{н}}/I_{2\text{н}},$$

указываемыми в паспортах трансформаторов.

Как будет видно из дальнейшего изложения, действительные коэффициенты трансформации зависят от значений сопротивления, на которые замкнута вторичная обмотка, и напряжения или тока в первичной обмотке. Из-за этого возникают погрешности по коэффициенту трансформации:

$$\gamma_U = \frac{K_{U\text{н}} - K_U}{K_U} 100\%; \quad \gamma_I = \frac{K_{I\text{н}} - K_I}{K} 100\%,$$

где K_U и K_I — действительные коэффициенты трансформации.

Числовые значения наибольших допустимых погрешностей γ_U и γ_I при установленных эксплуатационных условиях определяют классы точности трансформаторов. Кроме этого, трансформаторы характеризуются еще и угловой погрешностью, которая определяется как угол сдвига между вектором первичной величины и повернутым на 180° вектором вторичной величины. Если повернутый вектор опережает первичный, погрешность считается положительной. Угловая погрешность сказывается на результатах измерений только фазочувствительными приборами, такими как, например, ваттметры и счетчики.

Так как погрешности трансформаторов зависят от их нагрузки, определяемой включенными приборами, то в паспорте указывают значение допустимой нагрузки.

Для стационарных трансформаторов тока важное значение имеет также их динамическая устойчивость по отношению к механическим усилиям при коротких замыканиях. Она характеризуется отношением допустимого тока перегрузки в первичной цепи к его номинальному значению.

Векторные диаграммы. При построении векторных диаграмм будем пользоваться величинами вторичной цепи, приведенными к первичной, обозначая их буквами со штрихами. Числа витков первичной и вторичной обмоток обозначим через w_1 и w_2 соответственно, причем для трансформатора тока $w_1 < w_2$, а для трансформатора напряжения $w_1 > w_2$.

Векторная диаграмма трансформатора тока. На рис. 6.13, *а* в произвольном направлении отложен вектор вторичного тока $\dot{I}_2'$. Напряжение на вторичной обмотке $\dot{U}_2' = \dot{I}_2' Z_{\text{н}}'$, где сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}' = r_{\text{н}}' + jx_{\text{н}}'$. Падение напряжения во вторичной обмотке равно $\dot{I}_2' Z_2'$, если $Z_2' = r_2' + jx_2'$ — сопротивление обмотки. Э. д. с. E_2', индуктируемая во вторичной обмотке потоком Φ_0, упреждающим ее на 90°, уравновешивает $\dot{U}_2'$ и $\dot{I}_2' Z_2'$.

Амплитуда потока

$$\Phi_{0m} = E_2'/4{,}44 w_1 f,$$

где f — частота.

Зная сечение сердечника, можно определить амплитуду индукции B_{0m}, а по кривой намагничивания материала сердечника $B_m = f(H_m)$ — найти соответствующее значение напряженности магнит-

ного поля H_{0m} и намагничивающий ток (ток холостого хода)

$$I_0 = H_{0m}\, l/\sqrt{2}\, w_1,$$

где l — средняя длина силовой линии в сердечнике.

Вследствие потерь в сердечнике на гистерезис и вихревые токи, I_0 будет опережать вектор потока на некоторый угол δ. Из кривой зависимости удельных потерь от индукции для материала сердечника

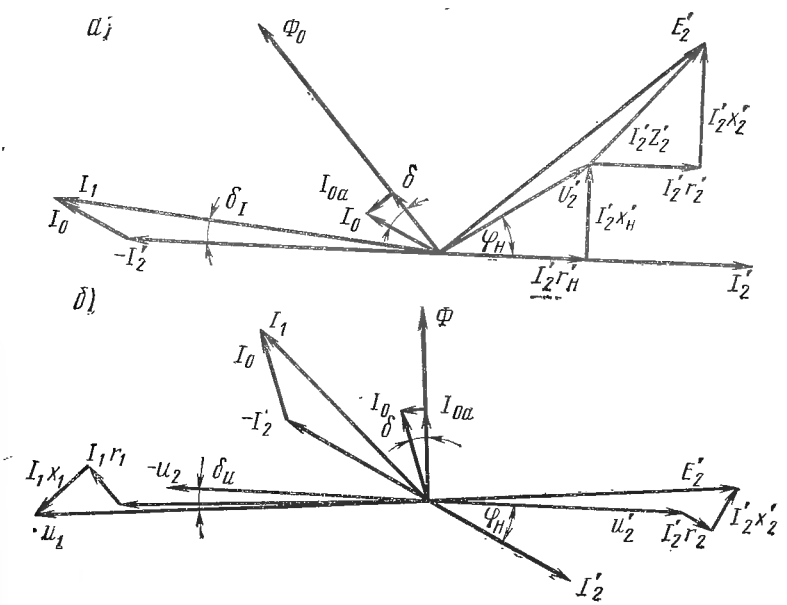


Рис. 6.13.

можно найти полные потери $P_м$ для всей массы сердечника. Составляющая тока I_{0a}, находящаяся в квадратуре с потоком Φ_0, будет равна:

$$I_{0a} = P_м/E_2',$$

откуда

$$\sin\delta = I_{0a}/I_0.$$

Вектор тока в первичной цепи определяется как геометрическая сумма векторов $-\dot{I}_2'$ и $\dot{I}_0$, т. е. $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2'$. Заменяя $\dot{I}_2' = (w_2/w_1)\dot{I}_2$, получим уравнение м. д. с. трансформатора:

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 = \dot{I}_0 w_1.$$

При неизменном $\dot{I}_1$ увеличение $Z_н$ ведет к уменьшению $\dot{I}_2$, в связи с чем I_0 возрастает. В пределе, при разрыве цепи ($I_2 = 0$), I_0 увеличится от $(0{,}01 \div 0{,}02)\, I_1$ до I_1, что приведет к резкому повышению по-

тока Φ_{0m} и к росту э. д. с. E_2, которая может достигнуть сотен вольт, т. е. значений, опасных для жизни обслуживающего персонала. Сам же трансформатор из-за резкого увеличения потерь в сердечнике начнет перегреваться и может выйти из строя, если своевременно не принять мер и не замкнуть накоротко вторичную обмотку.

Из диаграммы видно, что $Z_н$ влияет не только на δ_I, но и на соотношение между I_1 и I_2'. Угол δ_I является угловой погрешностью трансформатора. Чем меньше I_0, тем меньше угол δ_I. Обычно I_0 составляет $1 \div 2$ % от I_1, а в высококачественных трансформаторах даже меньше 1%.

Строятся трансформаторы тока следующих классов точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 3 и 10. Угловая погрешность, в зависимости от класса точности и нагрузки, находится соответственно в пределах от ± 2 до ± 120 мин. Основные требования к трансформаторам тока установлены ГОСТами 7746—68 и 9032—69.

Векторная диаграмма трансформатора напряжения. Условия работы трансформаторов напряжения резко отличаются от условий работы трансформаторов тока: трансформаторы тока работают в широком диапазоне изменения первичного тока, определяемого потребителем, тогда как трансформаторы напряжения нормально (кроме аварий в системе) работают при малых колебаниях первичного напряжения.

На рис. 6.13, *б* изображена векторная диаграмма трансформатора напряжения, причем построение начато с вектора напряжения вторичной обмотки $\dot{U}_2'$, расположенного в произвольном направлении. Ток $\dot{I}_2' = \dot{U}_2'/Z_н'$ отстает от напряжения на угол $\varphi_н = \mathrm{arctg}(x_{2н}/r_{2н})$. Построение векторов падений напряжений в обмотках и других величин производится на основании тех же соображений, которые были изложены при построении диаграммы трансформатора тока. Из диаграммы видно, что напряжение на зажимах первичной обмотки $\dot{U}_1$ не равно $\dot{U}_2'$ и угол между ними составляет δ_U, что определяется, главным образом, падением напряжения в обмотках трансформатора.

При постоянном U_1 погрешности практически изменяются линейно в зависимости от нагрузки (сопротивление включенных приборов) и зависят от $\varphi_н$. При $Z_н = \mathrm{const}$ и $U_1 \neq \mathrm{const}$ погрешности изменяются вследствие нелинейности кривой намагничивания материала сердечника.

Трансформаторы напряжения выпускаются следующих классов точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1 и 3. Угловая погрешность составляет от ± 2 до ± 100 мин, в зависимости от класса и пределов по нагрузке. Основные требования к трансформаторам напряжения установлены ГОСТами 1983—67 и 9032—69.

Краткие сведения о типах и устройствах трансформаторов. В зависимости от области применения измерительные трансформаторы изготовляются стационарными, предназначенными для установки на открытых площадках распределительных устройств станций и подстанций и в закрытых помещениях, и переносными — для использования в лабораториях. Стационарные трансформаторы, как правило, имеют один предел измерения.

На токи больше 500 А первичная обмотка имеет один виток, роль которого выполняет шина (или стержень), проходящая через окно сердечника трансформатора. Изоляция между обмотками, имея в виду включение в высоковольтную сеть, может быть сухой (прессшпан, фарфор и т. п.), а при напряжениях выше 10 кВ применяется масляное заполнение (трансформаторное масло).

Переносные трансформаторы тока, как правило, делаются многопредельными, причем первичная обмотка наматывается через окно сердечника.

Для измерений тока без разрыва цепи применяют трансформаторы с разъемным сердечником, обычно в виде клещей. Первичной обмоткой является провод или шина, охватываемая клещами. Они пригодны для измерений в сетях с напряжением до 600 В. Клещи со специальными удлиненными рукоятками позволяют производить измерения в сетях при напряжении до 10 кВ.

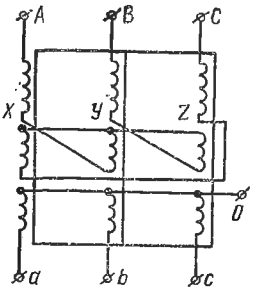


Рис. 6.14

Трансформаторы напряжения также изготовляются стационарными и переносными. При напряжениях выше 3 кВ применяется масляное заполнение.

Стационарные трехфазные трансформаторы напряжения для монтажа на станциях и подстанциях обычно выполняются трехстержневыми. Для снижения угловой погрешности применяется специальная схема первичной обмотки, как это показано на рис. 6.14.

Масса и объем измерительных трансформаторов напряжения растут примерно пропорционально квадрату напряжения и на напряжения 60÷100 кВ масса их исчисляется сотнями килограмм, а затраты на изоляцию резко возрастают. Поэтому целесообразно изготовлять трансформаторы на высокие напряжения с каскадным (многоступенчатым) включением нескольких относительно небольших трансформаторов, являющихся элементами такого высоковольтного трансформатора. Так, например, трансформаторы НКФ-110 на 110 кВ выпускаются трехкаскадными. Первичное напряжение каждого элемента равно 110/3=36,7 кВ; вторичных обмоток берется две — на напряжения 100 В и $100\sqrt{3}$ В. Существуют также трансформаторы с вторичными напряжениями 127 и 150 В. Измерительные трансформаторы изготовляются, как правило, для фиксированной частоты. Однако отдельные типы лабораторных трансформаторов тока рассчитаны на диапазон частот, например тип И509 для частот 50÷9600 Гц.

§ 6.6. Термоэлектрические преобразователи

Термоэлектрический преобразователь как разновидность электрических преобразователей следует рассматривать состоящим из двух преобразователей, представляющих единое целое. Переменный электрический ток — его действующее значение — преобразуется в тепло (первая ступень преобразования), а тепло, связанное с температурой,

преобразуется в постоянную э. д. с. (вторая ступень преобразования). Вторая ступень преобразования основывается на термоэлектрическом явлении и осуществляется термоэлектрическим преобразователем, называемым также термопарой.

Если два разнородных проводника или полупроводника A и $Б$, называемые термоэлектродами, соединены так, как показано на рис. 6.15, и если температура места соединения термоэлектродов t_1 (рабочий или горячий спай), а концов, называемых нерабочими или холодными спаями, $t_2 < t_1$, то в цепи возникает э. д. с. $E_т$, являющаяся функцией температур t_1 и t_2:

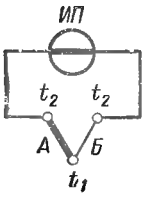


Рис. 6.15

$$E_т = f(t_1) - f(t_2).$$

Поддерживая t_2=const, получим возможность измерять температуру, так как теперь $E_т = f_1(t_1)$ (см. § 11.2). Соединение термопары с измерительным прибором ИП можно осуществить разными способами, один из которых показан на рис. 6.15. Так как при этом в цепь вводится третий проводник (ИП), отличающийся по своим термоэлектродным свойствам от термоэлектродов термопары, необходимо, чтобы t_2 холодных спаев была не только постоянной, но и одинаковой.

Преобразование переменного тока в тепло осуществляется с помощью нагревателя (металлическая проволока), по которому протекает преобразуемый ток. Количество тепла, выделяющееся в нагревателе за период T переменного тока,

$$Q_н = R_н \int_0^T i^2\, dt,$$

где $R_н$ — сопротивление нагревателя.

Вследствие тепловой инерции нагревателя, характеризуемой тепловой постоянной времени τ_0, при частотах переменного тока, бо́льших $1/\tau_0$, температура нагревателя практически не изменяется при изменении мгновенного значения переменного тока. Поэтому количество тепла Q_0, отводимого за время T, если не учитывать лучеиспускания, определяется выражением:

$$Q_0 = cA\theta_T T,$$

где c — коэффициент теплоотдачи; A — поверхность охлаждения нагревателя; θ_T — разность температур нагревателя и окружающей среды.

При установившемся тепловом равновесии $Q_н = Q_0$ и

$$\theta_T = \frac{R_н}{cA} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2\, dt.$$

Из изложенного следует, что если $t_2 \neq t_1$, то при условии линейности уравнения преобразования термопары

$$E_T = k\theta_T = \frac{kR_н}{cA} I_X^2 = k' I_X^2,$$

где k — коэффициент, зависящий от материалов термоэлектродов термопары; I_x — действующее значение преобразуемого тока. Это выражение является уравнением преобразования. Отсюда следует, что чувствительность преобразователя

$$S_T = dE_T/dI_X \approx \Delta E_T/\Delta I_X = 2k' I_X.$$

На рис. 6.16 схематически изображены термоэлектрические преобразователи. Ток I_X протекает по нагревателю ВГ, изготовляемому из константана, нихрома, вольфрама, платины или чугуна. Вольфрам и чугун используют только в вакууме. Термопары обычно выполняют из сплавов хромель — копель и золото — палладий — платина в паре с платинородием (см. § 11.2).

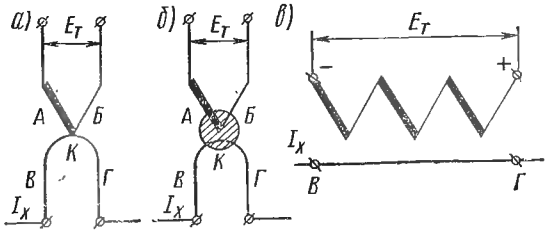


Рис. 6.16

На рис. 6.16, *а* показан преобразователь, у которого термопара *АБ* имеет непосредственный контакт *К* с нагревателем, т. е. она приварена или припаяна к нему. Поскольку такой контакт не является геометрической точкой, то при градуировке термопары на постоянном токе (I_X — постоянный ток) появляется зависимость от направления тока, так как к термо-э. д. с. прибавляется или вычитается падение напряжения на участке спая (сварки).

На рис. 6.16, *б* изображен бесконтактный преобразователь, в котором термопара и нагреватель жестко скрепляются при помощи керамической капли *К*, и цепи измерительного прибора и тока I_X оказываются связанными только через емкость.

При малых I_X важно повысить S_T, что можно сделать путем уменьшения теплопотерь и этим повысить температуру нагревателя, поместив преобразователь в вакуум, или применять термобатареи из ряда последовательно включенных термопар (рис. 6.16, *в*).

На рис. 6.17 показаны другие варианты преобразователей, один из которых (рис. 6.17, *а*) выполнен по схеме моста из четырех термопар, включенных последовательно и параллельно попарно. Проводники термопар из разных материалов обозначены буквами *А* и *Б*. Ток I_X течет по двум термопарам, которые одновременно служат нагревателями, а для создания разности температур между их серединами и концами применены теплоотводящие медные или латунные колодки *Р*. Таким образом образуются две последовательно включенные термопары *АБ* и *БА* слева, параллельно которым присоединены две такие же термопары справа. Благодаря такому включению э. д. с. E_T уве-

личивается вдвое, а входное сопротивление преобразователя не возрастает.

На рис. 6.17, *б* показан мост, состоящий из плеч 1—2, 2—3, 3—4 и 4—1. В каждом плече включено по две термопары, э. д. с. которых складываются. При соответствующем подборе сопротивлений плеч переменный ток не проходит в цепь постоянного тока, так как мост

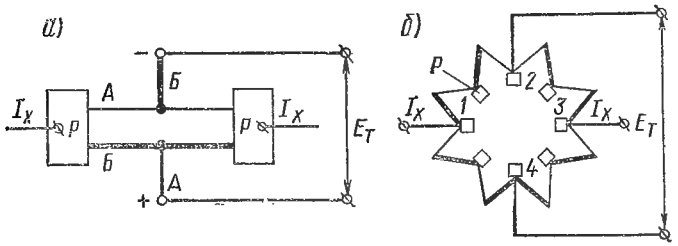


Рис. 6.17

уравновешен. По этой же причине постоянный ток не ответвляется в цепь переменного тока. Сами термопары служат нагревателями, и для создания разности температур применены теплоотводящие медные колодки *Р*. Э. д. с. при такой схеме возрастает в четыре раза, а входное сопротивление остается равным сопротивлению одного плеча. Подобные термопреобразователи нашли применение для измерения

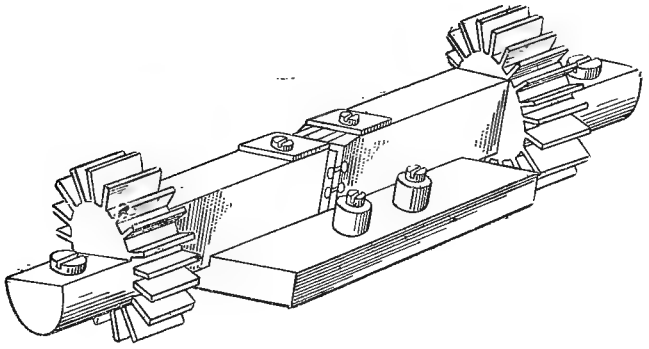


Рис. 6.18

токов на высоких частотах. Частотная погрешность связана с проявлением поверхностного эффекта и влиянием паразитных емкостей.

На рис. 6.18 показан преобразователь с ребрами охлаждения на 300 А. Не останавливаясь на некоторых дополнительных причинах погрешностей термопреобразователей, укажем, что щитовые приборы с термопреобразователями изготовляются классов точности 2,5÷4 для измерений в области частот от 50 Гц до 30÷100 МГц, а переносные микроамперметры и миллиамперметры — классов точности 1,0; 1,5 (иногда 0,5) для измерений в области частот от 10 Гц до 100 МГц.

§ 6.7. Измерительные выпрямители

Общие соображения. Измерительными выпрямителями называют преобразователи переменного тока в постоянный, используемые для целей измерения переменного тока и удовлетворяющие определенным требованиям в отношении погрешностей и стабильности характеристик. Выходная их величина — постоянная составляющая — может являться функцией среднего, максимального или действующего значения входной величины, в соответствии с чем различают преобразователи среднего, максимального и действующего значения. Разновидностью измерительных выпрямителей являются управляемые или фазочувствительные, которые требуют вспомогательного (управляющего) напряжения.

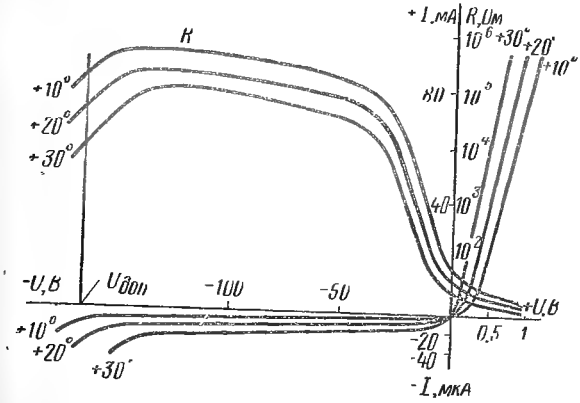


Рис. 6.19

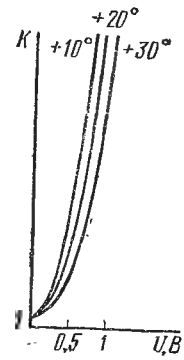


Рис. 6.20

В зависимости от используемых выпрямительных элементов различают полупроводниковые, вакуумные и электромеханические измерительные выпрямители. В измерительных выпрямителях применяется однополупериодное и двухполупериодное выпрямления.

Выпрямительные элементы. Все выпрямительные элементы можно рассматривать как нелинейные сопротивления, резко изменяющие свое значение от приложенного к ним напряжения.

На рис. 6.19 приведены вольт-амперные характеристики и кривые зависимости сопротивления полупроводникового диода от напряжения на нем, а на рис. 6.20 — кривые зависимости коэффициента выпрямления $K = I_{пр}/I_{об} = R_{об}/R_{пр}$ от напряжения при разных температурах. Здесь $I_{пр}$, $I_{об}$ — прямой и обратный ток; $R_{пр}$, $R_{об}$ — прямое и обратное сопротивление.

Из кривых, приведенных на рис. 6.20, видно, что в области малых напряжений K стремится к единице, т. е. выпрямление прекращается. Это накладывает ограничение на нижний предел входной величины и приводит к сокращению полного диапазона.

Зависимость характеристик от температуры можно оценить следующими данными: прямое сопротивление изменяется на величину

1÷2 %/1° С, а обратное — на 2÷3 %/1° С, причем оба сопротивления с ростом температуры уменьшаются, а вместе с этим падает и K на величину 1 ÷ 2 %/1° С.

Диоды обладают собственной емкостью, которая определяет их частотные свойства. Эта емкость шунтирует сопротивление диода, в результате чего с повышением частоты входного напряжения U_X растет обратный ток, а K падает.

В измерительных выпрямителях применяются меднозакисные, германиевые и кремниевые плоскостные и точечные диоды. Последние могут использоваться в области частот до сотен мегагерц, плоскостные диоды — при частотах до 100 кГц, а меднозакисные — не выше 10 кГц.

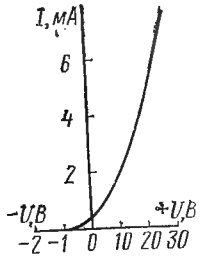


Рис. 6.21.

На рис. 6.21 изображена вольт-амперная характеристика вакуумного диода. Наличие прямого тока при малых отрицательных напряжениях, обусловленного начальной скоростью электронов, вылетающих из накаленного катода, приводит к тому, что при малых напряжениях выпрямление прекращается, и этот ток необходимо компенсировать.

Основные достоинства вакуумных диодов: независимость параметров от температуры; высокое обратное напряжение (до 10 кВ); широкий частотный диапазон (у диодов специальной конструкции — до тысяч мегагерц). Недостатки вакуумных диодов: большое прямое сопротивление (сотни ом); необходимость иметь источник питания накала.

Неуправляемые измерительные выпрямители. Выпрямители среднего значения. На рис. 6.22 приведены схемы выпрямителей среднего значения.

Для цепи, показанной на рис. 6.22, *а*, постоянная составляющая выпрямленного тока в нагрузке $R_н$ за период при условии, что U_X синусоидально, равна

$$I_- = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} \frac{U_m \sin \omega t}{R_{пр}+R_н}\,dt = \frac{1}{2}\cdot\frac{U_{ср}}{R_{пр}+R_н} = SU_{ср},$$

а постоянная составляющая напряжения на $R_н$

$$U_- = \frac{1}{2}\cdot\frac{R_н}{R_{пр}+R_н}\,U_{ср} = S_1 U_{ср},$$

где $U_{ср}$ — среднее значение напряжения U_X;

$$S = I_-/U_{ср} = 1/[2(R_{пр}+R_н)] \quad и \quad S_1 = U_-/U_{ср} = SR_н$$

— коэффициенты преобразования.

Выражения получены в предположении, что при прямом напряжении вольт-амперная характеристика линейна, а $R_{об} = \infty$.

Данный выпрямитель применим только для преобразования напряжения и непригоден для преобразования тока, так как он нарушает режим работы цепи, в которой производится измерение.

На рис. 6. 22, *б* показана выпрямительная цепь, лишенная этого недостатка. В ней обеспечивается протекание обеих полуволн переменного тока, одна из которых проходит по нагрузке, а вторая — по сопротивлению: $R \approx R_н$. Эта цепь «симметрична» относительно входа и не вносит искажений при включении ее в цепь измеряемого тока. Для этой цепи:

$$S = I_-/I_{ср} = 1/2, \quad S_1 = U_-/U_{ср} = \frac{R_н}{2(R_{пр} + R_н)}.$$

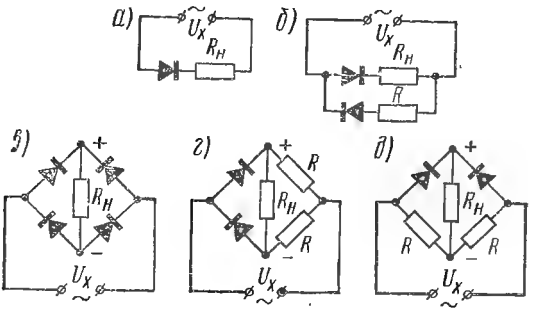


Рис. 6.22

На рис. 6.22, *в*, *г*, *д* показаны двухполупериодные мостовые выпрямительные цепи, в которых ток проходит через нагрузку за оба полупериода в одном направлении. Особенностью цепи, приведенной на рис. 6.22, *г*, является то, что в нагрузку ответвляется только часть выпрямленного тока, а цепи, приведенной на рис. 6.22, *д*,— то, что выпрямляется только часть переменного тока. Коэффициенты преобразования этих цепей зависят от R и имеют более низкие значения, чем для цепи, приведенной на рис. 6.22, *в*, для которой

$$S = I_-/I_{ср} = 1, \quad S_1 = U_-/U_{ср} = R_н/(R_н + 2R_{пр}).$$

Выпрямители максимального значения. Примеры цепей таких выпрямителей и их временные диаграммы представлены на рис. 6.23.

В цепи, приведенной на рис. 6.23, *а*, при положительной полуволне U_X конденсатор C зарядится до напряжения $U_c \approx U_m$ (рис. 6.23, *в*, точка *а*), а затем начнет разряжаться через $R_н$ до момента, пока U_X не станет больше U_c (точка *б*). В этот момент через диод пойдет ток $i_д$ и снова зарядит C до напряжения U_m (точка *в*). Если постоянная времени $CR_н \gg T$, где T — период напряжения U_X, то U_c, а следовательно, и U_- все время будут по значению близкими U_m. Если U_X содержит постоянную составляющую U_0, то, в зависимости от полярности включения, $U_- = U_{m1}$ или $U_- = U_{m2}$ (рис. 6.23, *г*).

В цепи, изображенной на рис. 6.23, *б*, конденсатор C препятствует прохождению постоянной составляющей U_0; он заряжается практически до напряжения $U_c = U_0 + U_m$ (рис. 6.23, *д*). Напряжение U_1 на R_1 равно разности $U_X - U_c$, т. е. содержит переменную составляющую с амплитудой U_m и постоянную составляющую $U_1 = U_0 - U_c = U_0 - U_0 - U_m = -U_m$. Переменная составляющая отфильтровывается фильтром $R_ф C_ф$, и напряжение U_- на $R_н$ при $R_н \gg R_ф$ приближенно равно U_m.

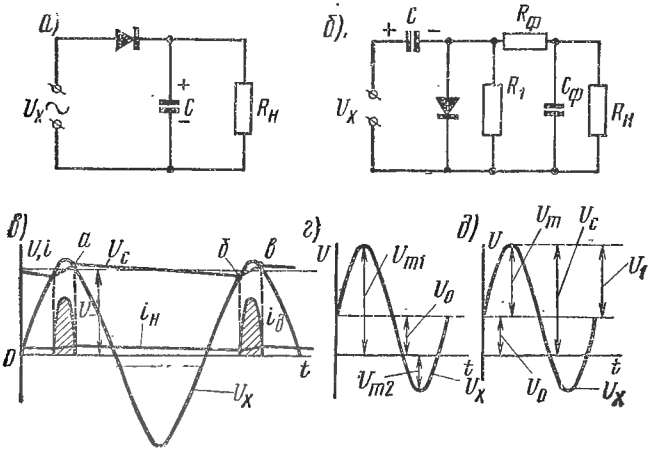


Рис. 6.23.

Выпрямители действующего значения. В них используются начальные, близкие к квадратичным, участки вольт-амперных характеристик выпрямительных элементов. Однако участки эти ограничены небольшими пределами изменения напряжения (меньше 1 В). В связи с этим создают искусственные цепи с несколькими определенным образом подобранными диодами и сопротивлениями, обладающие требуемой характеристикой. Такие цепи имеют уравнение преобразования вида $Y = KX^2$, где X и Y соответственно входная и выходная величины. Достоинством цепей является независимость K от формы кривой входного напряжения; недостатком — малая чувствительность [16].

Погрешности неуправляемых выпрямителей. Помимо частотной и температурной погрешностей, которые появляются из-за изменения коэффициента выпрямления от частоты и температуры, при использовании выпрямителей среднего и максимального значения возникает погрешность, обусловленная отличием формы кривой U_X от синусоидальной. Так как большинство измерительных приборов градуируется в действующих значениях тока или напряжения при синусоидальной форме кривой, то при использовании выпрямителей среднего значения (коэффициент формы 1,11) появляется погрешность:

$$\gamma_{ср} = [(1{,}11 - k_f)/k_f]\,100\%,$$

где k_f — коэффициент формы реальной кривой. Для выпрямителей

максимального значения эта погрешность:

$$\gamma_m = [(k_a - 1{,}41)/1{,}41]\,100\%,$$

где 1,41 —амплитудный коэффициент для синусоидальной формы кривой; k_a — амплитудный коэффициент реальной кривой.

Управляемые измерительные выпрямители. Эти выпрямители имеют два входа: один — для подачи U_x, второй — для подачи управляющего напряжения $U_у$ той же частоты. В дальнейшем будем принимать

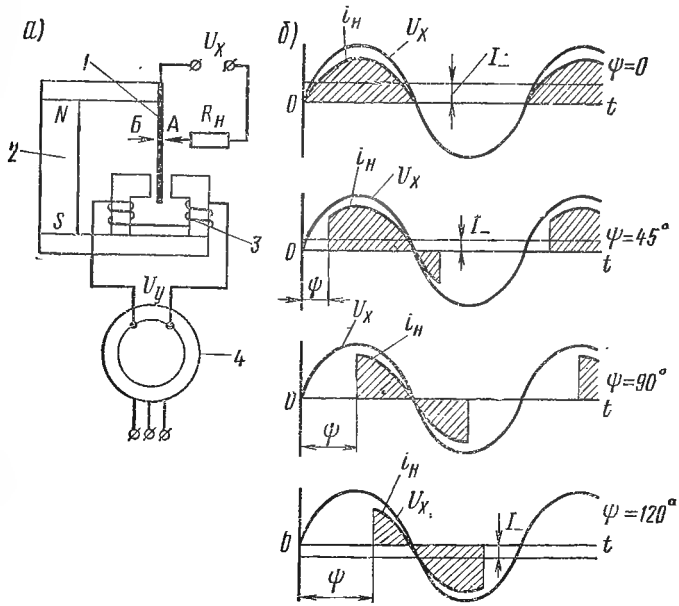


Рис. 6.24.

эти напряжения синусоидальными. Среднее значение выпрямленного тока этих выпрямителей зависит не только от U_x, но и от угла сдвига ψ между U_x и $U_у$.

Используются два типа управляемых выпрямителей: электромеханические и полупроводниковые.

Электромеханические выпрямители. Принципиальное устройство и схема включения электромеханического выпрямителя показаны на рис. 6.24. Один конец стальной пружины *1* закрепляется на полюсе постоянного магнита *2*, а второй конец располагается в зазоре электромагнита *3*. Напряжение $U_у$ подается в обмотку электромагнита через фазовращатель *4*. При прохождении тока через обмотку пружина будет попеременно с частотой $U_у$ притягиваться то к одному, то к другому полюсу электромагнита (в сторону более сильного поля) и замыкать на время $T/2$ при помощи контакта *A* цепь U_x через сопротивление $R_н$, по которому потечет выпрямленный ток $i_н$. Вторую половину периода контакт *A* остается разомкнутым.

Следовательно, имеет место однополупериодное выпрямление. Постоянные составляющие напряжения U_- на $R_н$ и тока в нем определяются из выражений:

$$U_- = 0{,}5U_{ср}\cos\psi \quad \text{и} \quad I_- = U_-/R_н = U_{ср}\cos\psi/2R_н$$

и имеют наибольшие значения при $\psi = 0$ и $\psi = 180°$; при $\psi = 90°$ они равны нулю; при $\psi < 90°$ имеют одно направление, а при $\psi > 90°$ — обратное. Таким образом, значения I_- и U_- можно изменять с помощью фазовращателя, изменяя значение угла ψ.

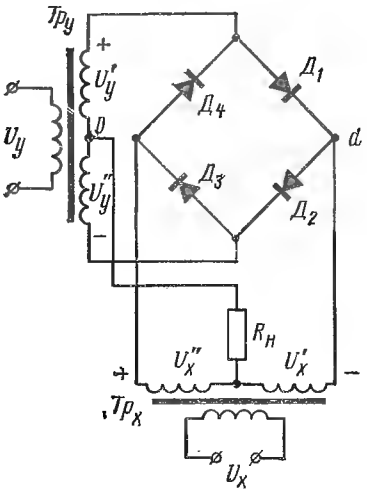


Рис. 6.25.

На рис. 6.24, *б* приведены временные диаграммы U_x, $i_н$ и I_- для различных значений углов ψ.

Наличие градуированного фазовращателя позволяет, в частности, применить преобразователь для измерения угла сдвига между двумя напряжениями, подаваемыми поочередно на вход преобразователя.

Используя оба контакта (*А* и *Б*), можно получить двухполупериодное выпрямление. Рассмотренный преобразователь имеет узкий частотный диапазон (400 Гц) и относительно малую долговечность контактов.

Полупроводниковые выпрямители. Наибольшее практическое применение получили двухполупериодные управляемые выпрямители, называемые кольцевыми. Схема одного из вариантов такого выпрямителя представлена на рис. 6.25. Четыре диода включены друг за другом так, что образуют замкнутую кольцевую цепь. Управляющее и измеряемое напряжения подводятся через трансформаторы $Тр_у$ и $Тр_x$. При полярности напряжения $U_у$, указанной на рис. 6.25, открываются диоды $Д_1$ и $Д_2$ и замыкают цепь U_x' через сопротивление нагрузки $R_н$ и вторичные обмотки трансформатора $Тр_у$, в результате чего в цепи U_x' возникает ток $i_н$. В это время диоды $Д_3$ и $Д_4$ заперты обратным напряжением. При изменении полярности $U_у$ диоды $Д_1$ и $Д_2$ запираются, а $Д_3$ и $Д_4$ открываются, замыкая цепь U_x'' через $R_н$ и $Тр_у$. Таким образом, диоды выполняют роль контакта *А* в схеме рис. 6.24, *а*: открытые диоды соответствуют замкнутому контакту, закрытые — разомкнутому.

Для правильной работы цепи необходимо, чтобы она была симметричной, т. е. $U_у' = U_у''$ и $U_x' = U_x''$, а $R_{пр}$ диодов были одинаковы и не зависели бы от U_x. Последнее выполняется, если $U_у \gg U_x$. При соблюдении указанных условий постоянные составляющие тока I_- и напряжения U_- будут определяться только значением и фазой U_x. Чтобы определить эти величины, воспользуемся эквивалентной схемой для проводящего полупериода диодов $Д_1$ и $Д_2$, представленной на

рис. 6.26 (на рисунке $U'_д = U'_у$ и $U''_д = U''_у$). Предполагая, что полярность U'_x соответствует полярности, указанной на схеме, имеем для верхнего контура:

$$U_у' + U_x' = i_1 (R_{пр} + R_{Тр_у}) + i_н (R_н + R_{Тр_x}),$$

и для нижнего

$$U_у'' - U_x' = i_2 (R_{пр} + R_{Тр_у}) - i_н (R_н + R_{Тр_x}).$$

Вычитая второе уравнение из первого и принимая во внимание, что $U_у' = U_у''$, а $i_н = i_1 - i_2$, получим

$$i_н = \frac{U_x'}{[(R_{пр} + R_{Тр_у})/2] + R_н + R_{Тр_x}},$$

где $R_{Тр_у}$ и $R_{Тр_x}$ — активные сопротивления половин вторичных обмоток трансформаторов $Тр_у$ и $Тр_x$.

Для обратной полярности $U_у$ (полярность U_x тоже изменяется на обратную) в эквивалентной схеме вместо $Д_1$ включается $Д_3$, а вместо $Д_2$ — соответственно $Д_4$. Выражение для $i_н$ будет аналогичным.

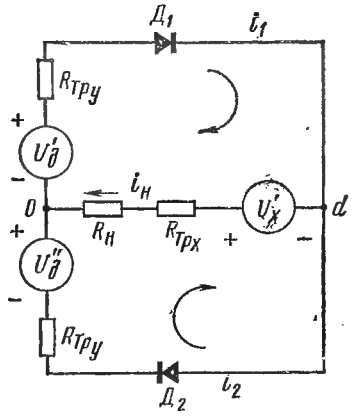


Рис. 6.26

Тогда при угле сдвига ψ между $U_у$ и U_x получим

$$I_- = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i_н\, dt = \frac{U_{ср}}{[(R_{пр} + R_{Тр_у})/2] + R_н + R_{Тр_x}} \cos\psi, \text{ а } U_- = R_н I_-,$$

где $U_{ср}$ — среднее значение $U'_x = U''_x$.

Фазочувствительные выпрямители могут быть построены на электронных лампах и транзисторах. Управление осуществляется изменением, например, фазы напряжения на сетке (базе) относительно напряжения анода (коллектора).

Фазочувствительные выпрямители применяются: в векторметрах и фазометрах; в качестве нулевых фазочувствительных указателей в мостовых и компенсационных цепях переменного тока; для измерения среднего значения напряжений, главным образом при малых значениях этих напряжений, так как обеспечивают бо́льшую линейность уравнения преобразования, чем неуправляемые.

§ 6.8. Электронные усилители

Использование усилителей в средствах измерений позволяет на несколько порядков повысить их чувствительность, снизить температурные и частотные погрешности, а также достичь ничтожного потребления энергии от цепи, в которой производится измерение. Это потреб-

ление может быть на несколько порядков ниже, чем потребление компенсационных цепей с магнитоэлектрическими гальванометрами (например, $10^{-10} \div 10^{-12}$ А вместо 10^{-8} А у наиболее распространенных гальванометров). Благодаря этому электронные указатели равновесия сейчас практически вытеснили в серийном производстве ранее применявшиеся в качестве указателей равновесия гальванометры. И, наконец, использование частотно-избирательных усилителей в указателях равновесия переменного тока легко решает задачу отстройки такого указателя от влияния напряжений всех других частот, кроме одной, заранее заданной.

Наибольшее практическое применение находят транзисторные и ламповые измерительные усилители, причем первые, благодаря их очень большому сроку службы, малой массе и малому потреблению энергии, все больше вытесняют ламповые усилители.

По назначению электронные усилители можно разделить на три группы:

1) масштабные усилители, или собственно измерительные усилители, предназначенные для увеличения с определенной точностью значения (масштаба) входной величины. Основным требованием, предъявляемым к таким усилителям, является требование линейности уравнения преобразования и стабильности коэффициента преобразования в пределах установленных погрешностей;

2) усилители указателей равновесия (нулевые усилители), служащие для обнаружения весьма малых напряжений или токов в соответствующих участках измерительных цепей. Они должны иметь достаточно большой коэффициент усиления (входная и выходная величины однородные), т. е. малый порог чувствительности, обладать большой стабильностью нуля, а часто и определенной частотной избирательностью. В соответствии с последним требованием различают частотно-избирательные и полосовые усилители. Нулевые усилители бывают также фазочувствительными и фазонечувствительными. В первых, в отличие от фазонечувствительных усилителей, выходная величина является функцией не только значения входной величины, но и угла сдвига этой величины относительно некоторой другой. Особых же требований в отношении стабильности коэффициента преобразования к нулевым усилителям, как правило, не предъявляют;

3) операционные усилители, основной задачей которых является математическая операция (интегрирование, дифференцирование) с входной величиной. В результате выходная величина оказывается пропорциональной, например, интегралу входной величины в некотором частотном диапазоне. К таким усилителям, помимо основного общего требования постоянства параметров, предъявляют особые требования — в соответствии с назначением усилителя.

Ламповые и полупроводниковые измерительные усилители могут быть как усилителями постоянного тока, так и переменного. Однако усилители постоянного тока обладают рядом недостатков, основным из которых является непостоянство уровня выходного напряжения. Это проявляется как в виде беспорядочных кратковременных качаний и бросков, причиной которых является чаще всего непостоянство напря-

жения источников питания, так и в виде медленного монотонного сползания (дрейфа) вследствие старения элементов усилителя. Поэтому такие усилители находят ограниченное применение: в некоторых осциллографах (см. гл. XVII) для исследования наряду с переменными напряжениями и постоянных составляющих; в отдельных типах вольтметров постоянного тока и в операционных усилителях. В указателях равновесия они практически не используются.

Гораздо большее применение находят усилители переменного тока [8, 16].

§ 6.9. Гальванометрические усилители

Общие соображения. Для усиления постоянных токов и напряжений используются ламповые и транзисторные усилители. Однако недостаточная стабильность их коэффициентов усиления и колебания нулевого уровня (дрейф нуля) затрудняют их применение в измерительной технике. С помощью таких усилителей достаточно успешно решается задача усиления малых постоянных токов ($10^{-13} \div 10^{-15}$ А) в цепях с очень высоким сопротивлением (больше 10^{10} Ом); нижний же предел входного напряжения оказывается сравнительно большим, порядка 10 мВ. Эти обстоятельства привели к разработке иных видов усилителей, в частности гальванометрических, которые по сравнению с электронными имеют значительно более низкий порог чувствительности.

Гальванометрические усилители представляют собой сочетание двух преобразователей: высокочувствительного магнитоэлектрического гальванометра как первичного преобразователя и промежуточного преобразователя, который преобразует очень малые (доли градуса) отклонения гальванометра в ток, существенно бо́льший по значению, чем входной ток.

В качестве промежуточных применяются преобразователи термоэлектрические, фотоэлектрические и индукционные; соответственно усилители называются термогальванометрическими, фотогальванометрическими и индукционногальванометрическими.

Гальванометрические усилители выполняются двух типов: некомпенсационные и компенсационные.

Некомпенсационные усилители. Рассмотрим в качестве примера принцип действия термогальванометрического усилителя типа Т-316 (рис. 6.27). На стрелку гальванометра *1* намотана из тонкого нихромового провода спираль *2*, нагреваемая вспомогательным переменным током. Стрелка со спиралью находится между двумя идентичными термобатареями *3* и *4*. Разность их термо-э. д. с. подается к нагрузке $R_н$. При среднем положении стрелки, когда $I_X = 0$, температура горячих спаев термобатарей одинакова, разность их термо-э. д. с. равна нулю и ток в нагрузке отсутствует. При $I_X \neq 0$ подвижная часть и стрелка перемещаются и равенство температур горячих спаев и термо- э. д. с. термобатарей нарушается, вследствие чего через нагрузку $R_н$ пойдет ток I_2, превосходящий I_X примерно в 200 раз.

Достоинством описанного и других типов некомпенсационных усилителей является высокая чувствительность. Недостатки: 1) непосто-

янство коэффициента усиления из-за нестабильности элементов промежуточного преобразователя; 2) дрейф нуля, проявляющийся в том, что при отсутствии входного тока в отрегулированной системе с течением времени появляется выходной ток (в рассмотренном усилителе это может обусловливаться, например, неодинаковым изменением характеристик термобатарей); 3) заметная чувствительность к вибрациям.

Компенсационные усилители — гальванометрические усилители с глубокой отрицательной обратной связью, которая, как известно, существенно улучшает характеристики усилителей, но уменьшает их коэффициент усиления.

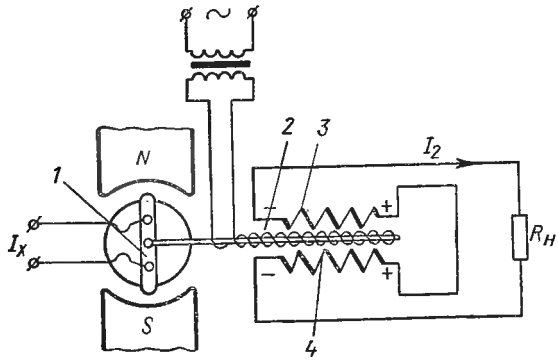


Рис. 6.27

На рис. 6.28 в качестве примера приведены схемы, поясняющие принцип действия фотогальванометрических компенсационных усилителей с последовательной (рис. 6.28, *а*) и параллельной (рис. 6.28, *б*) отрицательной обратной связью по току, которая осуществляется за счет падения напряжения на сопротивлении $R_к$. Первая цепь предназначена для измерения напряжений, вторая — для измерения токов.

Входное напряжение U_X (рис. 6.28, *а*) вызывает ток $I_г$ в цепи гальванометра *1* и отклонение его зеркала, освещаемого лампой *2* через конденсор *3*. При этом распределение светового потока, падающего на фоторезисторы $ФС_1$ и $ФС_2$, включенные по дифференциальной схеме и питаемые от постороннего источника постоянного тока, изменяется так, что ток в одном из них возрастает, а в другом уменьшается. Вследствие этого в цепи нагрузки $R_н$ появляется разностный ток $I_к$, значение которого устанавливается таким, чтобы он, проходя по сопротивлению $R_к$, создавал на нем падение напряжения $U_к = I_к R_к$, близкое к значению U_X и противоположно ему направленное; этот ток и является мерой U_X.

Если принять, что уравнение преобразования усилителя линейное, а $U_X \approx U_к$, то коэффициент преобразования его

$$S_{уU} = I_к/U_X \approx I_к/U_к = 1/R_к.$$

Равенство $U_X = U_к$ принципиально невозможно, так как ток $I_к$ возникает только в том случае, если освещенность фоторезисторов различна, что имеет место лишь при наличии тока в цепи гальванометра, который определяется из выражения:

$$I_г = (U_X - U_к)/R_\Sigma,$$

где $R_\Sigma = R_г + R_i + R_к$; $R_г$ — сопротивление гальванометра; R_i — внутреннее сопротивление источника напряжения U_X. Поэтому всегда возникает погрешность преобразования. Значение абсолютной

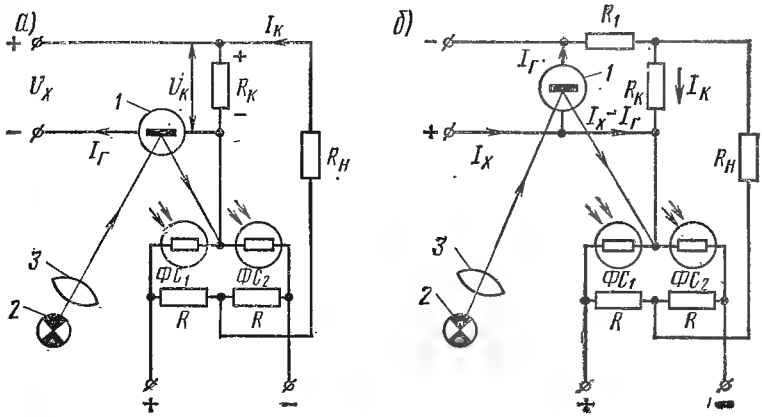


Рис. 6.28

погрешности равно $U_к - U_X = -I_г R_\Sigma$, а относительной (при $U_X \approx \approx U_к$)

$$\gamma_{yU} \approx -I_г R_\Sigma / U_к = -R_\Sigma / K_i R_к,$$

где $K_i = I_к / I_г$ — коэффициент усиления по току. При достаточно большом K эта погрешность весьма мала.

В схеме, приведенной на рис. 6.28, *б*, ток $I_к$ в цепи обратной связи вызывает уменьшение тока через гальванометр. Для замкнутого контура, состоящего из сопротивлений R_1, $R_к$ и R, имеем:

$$I_к R_к - (I_X - I_г)(R_1 + R_к) + I_г R_г = 0.$$

Тогда

$$I_X = I_к \frac{R_к}{R_к + R_1} + I_г \frac{R_\Sigma}{R_1 + R_к}, \qquad (6.3)$$

где $R_\Sigma = R_г + R_1 + R_к$.

Как следует из уравнения (6.3), коэффициент преобразования $S_{yI} = I_к / I_X$ оставался бы неизменным при постоянных R_1 и $R_к$ и равным $S_{yI} = (R_1 + R_к)/R_к$, если бы отсутствовал второй член в

правой части этого уравнения. Таким образом, и здесь возникает погрешность преобразования. Абсолютная погрешность

$$\Delta I = -I_{\text{г}} R_{\Sigma}/(R_1 + R_{\text{к}}),$$

а относительная

$$\gamma_{\text{у}I} = -\frac{I_{\text{г}}}{I_X} \cdot \frac{R_{\Sigma}}{R_1 + R_{\text{к}}}.$$

Полагая

$$I_X \approx I_{\text{к}} R_{\text{к}}/(R_1 + R_{\text{к}}),$$

получим

$$\gamma_{\text{у}I} = -R_{\Sigma}/K_I R_{\text{к}}.$$

Как известно, усилители с последовательной отрицательной обратной связью обладают большим, а с параллельной—малым входным сопротивлением. Поэтому они в сочетании с измерительными механизмами, включенными вместо нагрузки $R_{\text{н}}$, получили широкое применение как показывающие и самопишущие приборы для измерения малых токов (см. рис. 6.28, *б*) и напряжений (рис. 6.28, *а*), а также в процентных мостах, микровеберметрах (см. гл. XIX) и как точные стабилизаторы напряжения постоянного тока [17].

В качестве примера можно указать на микровольтнаноамперметр постоянного тока типа Ф116, который может применяться для записи измеряемых величин в комплекте с самопишущим компенсатором на 10 мВ. Модификация Ф116/1 имеет повышенную чувствительность к напряжению, а Ф116/2 — к току. Пределы измерений Ф116/1: по напряжению 1,5 — 750 мкВ и по току 0,15 — 75 мкА; пределы измерений Ф116/2: по напряжению 0,15 — 75 мВ и по току 0,015 — 7,5 мкА. Основная погрешность их составляет 1,5—4%.

Помимо магнитоэлектрических измерительных механизмов в рассмотренных усилителях нашли применение и электростатические ИМ, образующие так называемые электрометрические усилители с большим входным сопротивлением, доходящим до 10^{16} Ом.

Глава VII

МАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 7.1. Классификация

На рис. 7.1 приведена классификационная схема магнитных преобразователей. Она не претендует на полноту, не охватывает всех существующих преобразователей и содержит лишь те виды преобразователей, которые получили наибольшее практическое применение. Классификация разных видов преобразователей развита не в одинаковой степени, так как главная цель показать принципы классификации, а ограниченный объем пособия не позволяет детализировать ее.

Для измерения магнитных величин могут быть использованы практически любые проявления магнитного поля. В соответствии с этим целесообразно в первую очередь преобразователи классифицировать по роду выходной величины. Тогда, если выходной величиной является, например, электрическая, такой группе преобразователей присваивается название магнитоэлектрических. Соответственно магнитомеханическими преобразователями будем называть преобразователи, в которых используется механическое проявление магнитного поля.

Так как в дальнейшем будут рассмотрены в качестве примеров преобразователи только двух групп, магнитоэлектрические и магнитомеханические, классификация не затрагивает других групп преобразователей. Каждая из этих групп преобразователей разделяется на подгруппы — в зависимости от того физического явления и закономерности, которые связывают входную и выходную величины. Например, индукционные преобразователи основываются на явлении электромагнитной индукции и соответствующий закон связывает входную магнитную величину с выходной электрической величиной (количество электричества, импульс э. д. с., переменная э. д. с.).

Дальнейшую классификацию предлагается вести по признаку устройства преобразователя. Однако здесь возможны и отступления от этой схемы, например промежуточные ступени классификации. Так, преобразователи, основанные на гальваномагнитных явлениях, прежде чем классифицировать по признаку их устройства, следует разграничить по признаку более частного физического явления: эффект Холла и эффект магнитосопротивления.

Классификация охватывает преобразователи, применяемые для измерения параметров магнитного поля и при испытании магнитных материалов, и не затрагивает преобразователей для изучения таких магнитных явлений, как ферро- и парамагнитный резонанс, магнитные свойства атома и ядра и др.

В современной практике магнитных измерений большое развитие получила группа магнитоэлектрических преобразователей. Наибольший интерес представляют входящие в эту группу преобразователи: индукционные, ферроиндукционные, гальваномагнитные и квантовые (использующие ядерные, электронные и атомные явления).

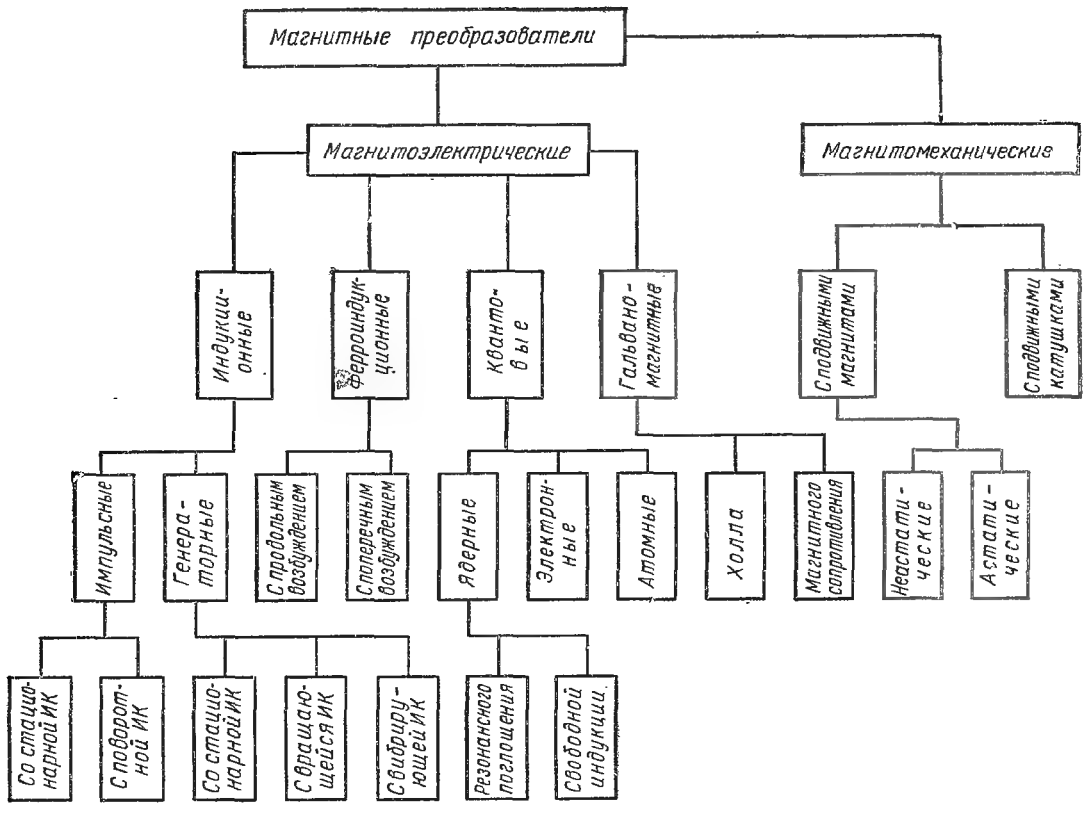

Магнитные преобразователи
Магнитоэлектрические
Магнитомеханические
Индукционные
Ферроиндукционные
Квантовые
Гальваномагнитные
С подвижными магнитами
С подвижными катушками
Импульсные
Генераторные
С продольным возбуждением
С поперечным возбуждением
Ядерные
Электронные
Атомные
Холла
Магнитного сопротивления
Неастатические
Астатические
Со стационарной ИК
С поворотной ИК
Со стационарной ИК
С вращающейся ИК
С вибрирующей ИК
Резонансного поглощения
Свободной индукции

Рис. 7.1.

7.2. Индукционные преобразователи

Классическим представителем этого вида преобразователей, сохраняющим свое значение и в настоящее время, является преобразователь, которому в обобщенном смысле присвоено наименование «измерительная катушка» (ИК).

Положим, что катушка *1* поперечного сечения *s* с обмоткой, имеющей *w* витков, помещена в магнитное поле и с ней сцепляется магнитный поток Ф (рис. 7.2).

В общем случае для постоянного магнитного поля полный магнитный поток

$$\Psi = w\Phi = H\mu s w \cos\alpha, \qquad (7.1)$$

где H — напряженность магнитного поля; μ — магнитная проницаемость среды; α — угол между направлением вектора $\overline{H}$ и нормалью к поверхности катушки. При этом имеется в виду, что поле однородное и H и μ во всех точках поверхности катушки имеют одно и то же значение.

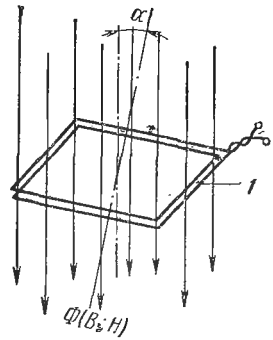


Рис. 7.2

Как уже говорилось, принцип действия индукционных преобразователей основывается на явлении электромагнитной индукции. При изменении Ф в цепи контура ИК индуктируется э. д. с.:

$$e = -d\Psi/dt = -w(d\Phi/dt). \qquad (7.2)$$

Из выражения (7.1) следует, что изменение полного потока, сцепляющегося с контуром, можно осуществить несколькими путями; а именно изменением: 1) $\cos\alpha$; 2) H или s; 3) μ. Первый и второй пути находят применение в рассматриваемых индукционных преобразователях. При этом возможны разные варианты изменения $\cos\alpha$: скачкообразные, например от значения $\alpha = 0$ до $90°$ или от $\alpha = 0$ до $180°$ (по отношению к положительному направлению нормали к поверхности катушки); непрерывное вращение ($d\alpha/dt = \omega$); периодические крутильные (от $+\alpha$ до $-\alpha$) или прямолинейные колебания ИК.

Второй путь реализуют, удаляя катушку из поля или внося ее в поле при сохранении ее ориентации по отношению к $\overline{H}$, или создают прямолинейные колебания катушки, при которых она выходит из поля частично. Изменение потока, осуществляемое путем изменения поперечного сечения катушки (изменение ее размеров) еще не получило широкого практического применения.

Третий путь, основанный на изменении μ, используется в ферроиндукционных преобразователях (см. § 7.3).

Возвратимся к рассмотрению индукционного преобразователя в виде измерительной катушки. Если ИК находится в однородном магнитном поле и плотность магнитного потока, т. е. магнитная индук-

ция B, одинакова по всему сечению s преобразователя, то выражение (7.2), учитывая (7.1), можно представить в виде:

$$e = -ws\,(dB/dt)\cos\alpha. \tag{7.3}$$

Если магнитная проницаемость среды μ во всех точках сечения s одинакова и является постоянной величиной, независимой от времени, то

$$e = -ws\mu\,(dH/dt)\cos\alpha, \tag{7.4}$$

где H — напряженность магнитного поля.

В выражения (7.3) и (7.4) входит произведение числа витков ИК и ее сечение. В общем случае ИК может быть многослойной, и поперечные сечения витков такой катушки будут разными. Поэтому под величиной ws следует понимать параметр K_{sw}, называемый постоянной измерительной катушки:

$$K_{sw} = \sum_{1}^{w} s.$$

Вычисление K_{sw} по геометрическим размерам, как правило, не обеспечивает достаточной точности, и поэтому практически эта величина определяется экспериментально в известном магнитном поле (см.гл. XIX).

Из выражения (7.2) следует что входной величиной для данного преобразователя является магнитный поток, а при некоторых ограничивающих условиях [см. (7.3) и (7.4)] — индукция или напряженность поля.

В практике чаще всего требуется измерять либо абсолютные значения (Φ, B и H), либо их конечные изменения. В соответствии с этим и уравнения преобразования (7.2), (7.3), (7.4) необходимо представить в таком виде, чтобы в них входили измеряемые величины.

Здесь следует различать применение ИК в постоянном или переменном магнитном поле. В первом случае при некотором конечном изменении полного потока $\Delta\Psi$ за промежуток времени ($t_2 - t_1$), основываясь на выражении (7.2), можно написать:

$$\Delta\Psi = w\Delta\Phi = \int_{t_1}^{t_2} e\,dt = r\int_{t_1}^{t_2} i\,dt = rQ, \tag{7.5}$$

где i — ток; Q — количество электричества.

Последние два выражения в правой части уравнения (7.5) написаны в предположении, что цепь ИК замкнута на измерительный прибор конечного сопротивления и вся цепь имеет сопротивление r. Таким образом, измеряя либо импульс э. д. с. ($\int_{t_1}^{t_2} e dt$), либо импульс силы тока ($\int_{t_1}^{t_2} i dt$), т. е. количество электричества, и зная r, можно определить изменение потока $\Delta\Phi$, а также, при вышеотмеченных условиях, изменение индукции ΔB или напряженности поля ΔH, пользуясь выражениями (7.3) и (7.4).

Статическая чувствительность при этом определяется следующими выражениями:

1) в отношении импульса э. д. с.:

$$S_{e\Phi}=\frac{\int_{t_1}^{t_2} e\,dt}{\Delta\Phi}=w,\quad S_{eB}=\frac{\int_{t_1}^{t_2} e\,dt}{\Delta B\cos\alpha}=sw,\quad S_{eH}=\frac{\int_{t_1}^{t_2} e\,dt}{\Delta H\cos\alpha}=\mu sw;$$

2) в отношении импульса тока

$$S_{Q\Phi}=\frac{Q}{\Delta\Phi}=\frac{w}{r},\quad S_{QB}=\frac{Q}{\Delta B\cos\alpha}=\frac{ws}{r},\quad S_{QH}=\frac{Q}{\Delta H\cos\alpha}=\frac{ws\mu}{r}.$$

Для определения Φ, B или H необходимо, чтобы изменения этих величин при измерении были бы равны либо Φ, B и H, либо 2Φ, $2B$ и $2H$. Очевидно, что $\cos\alpha$ должен быть равен единице, а это имеет место при совпадении оси ИК с направлением вектора $\bar{B}(\bar{H})$. Чтобы повысить чувствительность, как следует из выражений для нее, можно увеличивать w или sw. Однако увеличение w целесообразно только до некоторого предела, если измерение импульса э. д. с. или тока производится прибором с конечным сопротивлением. Дело в том, что с увеличением числа витков увеличивается сопротивление обмотки ИК и чувствительность всего измерительного устройства падает (см. гл. XIX). Возможность увеличения sw путем увеличения s также ограничена требованием сохранения постоянными значений B и H по сечению ИК. Следует иметь в виду, что чувствительность всего измерительного устройства (ИК и измерительный прибор) зависит и от чувствительности измерительного прибора (см. § 3.3.).

Если ИК используется для измерений в переменном периодическом магнитном поле, то, основываясь также на выражении (7.2), будем иметь (при условии, что кривая магнитного потока симметричная и $\Phi_{\min}=-\Phi_{\max}$):

$$\Psi_{\max}=w\Phi_{\max}=E/4k_{\Phi}f=E_{\text{ср}}/4f, \tag{7.6}$$

где $\Phi_{\max}$ и $\Psi_{\max}$ — амплитуды соответственно потока и полного потока; E — действующее значение э. д. с.; $E_{\text{ср}}$ — среднее значение э. д. с.; f — частота; k_{Φ} — коэффициент формы кривой.

Чувствительность, имея в виду идеальную безынерционную цепь, определяется выражением:

$$S_E=E_{\text{ср}}/\Phi_{\max}=4fw.$$

Следовательно, измеряя среднее или действующее значение э. д. с., индуктированной в ИК, а также частоту f и коэффициент формы кривой k_{Φ} (при измерении действующего значения э. д. с.), можно определить амплитуду магнитного потока, а также амплитуды магнитной индукции и напряженности магнитного поля, основываясь на выражениях (7.3) и (7.4).

В зависимости от практического применения устройство измерительных катушек, их форма, размеры и параметры бывают самыми разнообразными.

Как следует из выражения (7.5), для измерения потока в постоянном магнитном поле необходимо, чтобы полный поток, а следовательно, и измеряемый поток, сцепляющийся с ИК, подвергся изменению ($\Delta\Phi$). Изменение потока сцепления может быть осуществлено либо путем соответствующего изменения самого потока, если это по условиям эксперимента возможно, либо путем перемещения ИК относительно направления потока. В соответствии с этим применяются либо стационарные (неподвижные), либо подвижные ИК. Среди подвижных ИК различают линейноперемещающиеся, поворотные, вращающиеся и вибрирующие.

Стационарные ИК. В группу стационарных катушек включаются

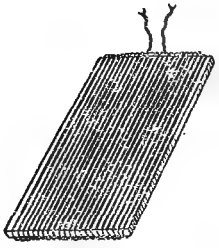


Рис. 7.3

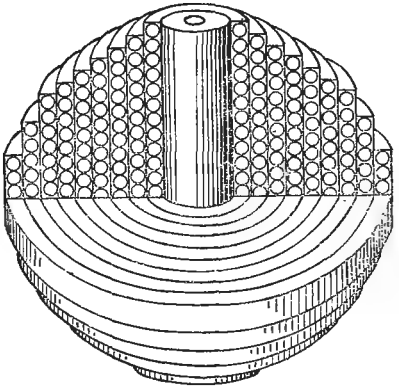


Рис. 7.4

также измерительные обмотки, которые навиваются, например, на сердечник из магнитного материала, магнитный поток в котором требуется измерить. Для измерения в воздушном пространстве стационарные ИК выполняются обычно в виде плоских катушек прямоугольного сечения (рис. 7.3) с четным числом слоев обмотки так, чтобы начало и конец находились в одном месте и провода от них можно было скрутить, не образовывая петли.

Представляет интерес ИК с обмоткой, выполненной по шаровой поверхности, для измерения в неоднородном поле. Возможность применения такой ИК основывается на том положении, что значение индукции в некоторой точке поля равно индукции, усредненной по объему внутри сферы с центром в рассматриваемой точке, если внутри сферы отсутствует источник магнитного поля. Поток, сцепляющийся с такой ИК,

$$\Phi = (4/3)\,\pi r^3 w B_{0x},$$

где r — радиус сферы; w — число витков на единицу длины по оси сферы; B_{0x} — индукция в центре сферы в направлении ее оси.

На рис. 7.4 показан эскиз шаровой ИК, выполненной из набора цилиндрических катушек, образующих в целом как бы несколько концентрических сфер. Поток, сцепляющийся с витками катушки, связан

с индукцией B_{0x} в измеряемой точке поля выражением:

$$\Phi_0 = 4\pi r^4 B_{0x}/15ab,$$

где a — шаг намотки; b — расстояние между слоями обмотки.

Линейноперемещающиеся и поворотные ИК. Когда сам поток невозможно или нецелесообразно изменять, применяют подвижные ИК. Линейноперемещающейся называют ИК, которую при измерении перемещают так, чтобы ее витки пересекли все линии магнитной индукции измеряемого потока. Тогда изменение потока, сцепляющегося с ИК, будет равно Ф (значение измеряемого потока), если ИК удаляется из поля или вносится в него.

К группе поворотных относят ИК, которые во время измерения в постоянном магнитном поле поворачивают вокруг оси или на 180° (тогда $\Delta\Phi = 2\Phi$), или на 90° (тогда $\Delta\Phi = \Phi$).

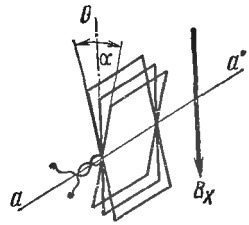


Рис. 7.5

Вращающиеся ИК. Принцип действия этих ИК такой же, как и индукционных преобразователей, предназначенных для измерения скорости вращения (см. § 9.3). В данном случае измеряемой величиной является магнитный поток или индукция, а скорость вращения ИК должна поддерживаться постоянной, так как чувствительность этих преобразователей прямо пропорциональна скорости вращения.

Вибрирующие ИК. На рис. 7.5 показано схематическое устройство одного из возможных вариантов вибрирующей ИК с крутильными колебаниями. В постоянном однородном магнитном поле ИК располагается так, чтобы направление вектора $\overline{B}_x$ совпадало с плоскостью катушки в положении O и было перпендикулярно оси aa', относительно которой происходят эти колебания.

Мгновенное значение э. д. с., индуктируемой в ИК:

$$e = wsB_x(\alpha/2)\omega\cos\omega t\cos[(\alpha/2)\sin\omega t],$$

где w и s — число витков и сечение ИК; $\alpha/2$ — амплитуда колебаний; ω — угловая частота колебаний.

Следует отметить, что э. д. с., индуктируемая в ИК, не является чисто синусоидальной и искажение кривой увеличивается с увеличением амплитуды колебаний. В целях уменьшения погрешности преобразователь следует выполнять с возможно малой амплитудой колебаний (не более 1÷2°). Чувствительность преобразователя с достаточным приближением определяется выражением:

$$S_\Phi = E_{ср}/\Phi_x = 4fw(\alpha/2),$$

где $E_{ср}$ — среднее значение э. д. с.; f — частота колебаний, т. е. практически прямо пропорциональна f, w и α. Однако увеличивать чувствительность за счет увеличения α не следует.

Вибрирующие катушки с прямолинейным перемещением находят применение при измерении магнитной индукции в неоднородном поле.

На рис. 7.6 схематически показано расположение вибрирующей катушки *1* в поле, индукция которого в направлении x изменяется по указанному на графике закону. Катушка совершает линейные перемещения (колебания) в направлении x с помощью приводного устройства *П*. Размах колебаний катушки равен $2c$. Направление вектора индукции перпендикулярно плоскости витков катушки. Значения индукции в месте расположения торцевых граней ИК, когда она находится в покое, соответственно равны $(B_c + B_0)$ и B_0. В дальнейшем принимаем, что $B_0 \ll B_c$. Полный поток Ψ, сцепляющийся в ИК, имеющей w витков, можно представить выражением:

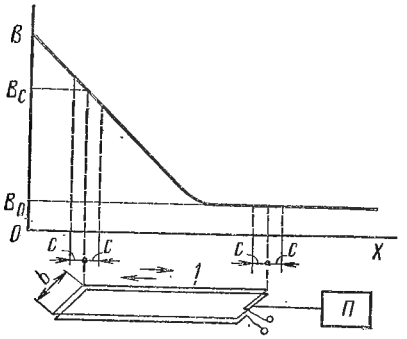


Рис. 7.6

$$\Psi = \Psi_0 + bw\left(B_c + \frac{1}{2}\frac{dB}{dx}x\right)x,$$

где Ψ_0 — некоторый постоянный поток, не изменяющийся при вибрации катушки; b—ширина катушки; dB/dx — градиент индукции.

Если частота колебаний катушки ω, то $x = c\sin\omega t$.

Тогда:

$$\Psi = \Psi_0 + B_c bcw\sin\omega t + 0{,}5bwc^2(dB/dx)\sin^2\omega t.$$

Мгновенное значение э. д. с., индуктированной в катушке,

$$e = -d\Psi/dt = -bcw\omega B_c\cos\omega t + 0{,}5bc^2 w\omega\,(dB/dx)\sin 2\omega t,$$

откуда

$$E_{mB} = bcw\omega B_c,\quad E'_{mB} = 0{,}5bc^2 w\omega\,(dB/dx), \tag{7.7}$$

где E_{mB} и E'_{mB} — амплитуды э. д. с., зависящие соответственно от B_c и dB/dx.

Выражение (7.7) является уравнением преобразования данного преобразователя, позволяющим найти его чувствительность

$$S_B = E_{mB}/B_c = bcw\omega. \tag{7.8}$$

Что касается э. д. с., зависящей от градиента магнитной индукции, то она изменяется с удвоенной частотой и может быть отфильтрована. Кроме того, значение ее, как правило, невелико, по сравнению с E_{mB}, при малых dB/dx и c.

Выражения (7.7) и (7.8) справедливы, если на протяжении $2c$ индукция изменяется линейно. А для этого значение c должно быть малым (практически десятая доля миллиметра и даже меньше). Помимо этого, имеется в виду, что индукция по ширине катушки в каждой данной точке одинаковая. Как следует из выражения (7.8), погрешность чувствительности прежде всего зависит от стабильности ω, что в свою очередь определяется качеством приводного устройства.

Преобразователи в виде вибрирующей катушки требуют градуировки в поле с известной индукцией и могут применяться для измере-

ния индукций в широком диапазоне. Нижний предел определяется чувствительностью не только преобразователя, но и устройства для измерения э. д. с., и может быть оценен значением порядка 10^{-4} Т с использованием усилителей. Верхний же предел может быть весьма большим.

Отсутствие скользящих контактов и достаточно высокая чувствительность являются ценными достоинствами данного вида преобразователей.

Магнитный потенциалометр. Одной из разновидностей индукционных преобразователей является так называемый магнитный потенциалометр. В принципиальных чертах данный преобразователь, так же как и рассмотренные, является ИК с обмоткой, равномерно навитой по длине каркаса из изолирующего материала. Обмотка навивается либо на гибкий каркас (рис. 7.7, *а*), позволяющий его легко изгибать (гибкий потенциалометр), либо на жесткое основание призматической формы (рис. 7.7, *б*) или в виде дуги (рис. 7.7, *в*). Как показывает название, рассматриваемый преобразователь предназначен для измерения разности магнитных потенциалов или м. д. с.

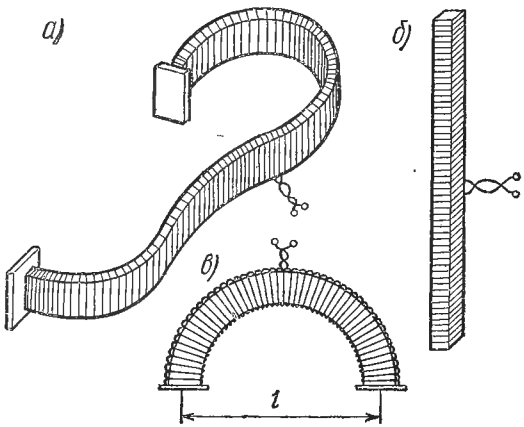


Рис. 7.7

Положим, что гибкий потенциалометр помещен в постоянное магнитное поле так, что концы его находятся в точках A и B, между которыми требуется измерить м. д. с. (рис. 7.8). Если на единицу длины потенциалометра по его оси приходится w витков, то на элементе длины dx располагается wdx витков. Полный поток, сцепляющийся с этими витками,

$$d\Psi = B_x swdx = \mu_0 H_x swdx,$$

где B_x и H_x — соответственно касательные составляющие индукции и напряженности поля к оси потенциалометра; s — сечение потенциалометра.

Принимая s и w постоянными по всей длине потенциалометра, а также поле однородным в пределах каждого сечения, найдем полный поток, сцепляющийся со всеми витками потенциалометра,

$$\Psi = \int_A^B d\Psi = sw\mu_0 \int_A^B H_x dx = sw\mu_0 F_x,$$

так как $\int_A^B H_x dx = F_x$ — измеряемая м. д. с. между точками A и B.

Чувствительность потенциалометра

$$S_F = \Psi / F_x = s w \mu_0,$$

т. е. прямо пропорциональна s, w и μ_0.

Основные требования к устройству потенциалометров, вытекающие из приведенных соотношений, следующие: строго одинаковое число витков обмотки на единицу длины; постоянное сечение по длине; обмотка должна занимать весь каркас от одного торца до другого; возможно малая относительная магнитная восприимчивость материала каркаса ($\varkappa/\varkappa_0 < 10^{-5}$).

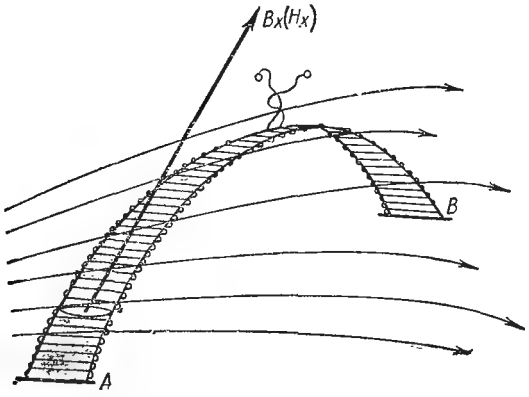


Рис. 7.8

Обмотка выполняется с четным числом слоев, причем начинается и кончается она в середине потенциалометра (см. рис. 7.7) с тем, чтобы не образовывалось дополнительного контура, с которым может сцепляться поток, не учитываемый приведенными соотношениями и вызывающий погрешность.

Возможность увеличения чувствительности путем увеличения s весьма ограничена, что следует из вышеприведенных положений, требующих, чтобы B_x в пределах данного сечения была одинаковой. Увеличение w связано с применением проволоки меньшего сечения или с увеличением слоев обмотки, что приводит к увеличению сопротивления обмотки. Многослойная обмотка увеличивает также действующее сечение потенциалометра. Вопрос о целесообразном увеличении w должен решаться при рассмотрении результирующей чувствительности применяемого измерительного устройства и данного преобразователя (см. § 3.3).

Магнитный потенциалометр применяется и для измерений в переменном магнитном поле. В этом случае, пользуясь выражением (7.6), будем иметь:

$$F_{mx} = E_{\text{ср}} / s w \mu_0 4f,$$

где F_{mx} — амплитуда измеряемой м. д. с.; $E_{\text{ср}}$ — среднее значение э. д. с., индуктированной в обмотке потенциалометра; f — частота изменения магнитного потока.

Основываясь на том, что линейный интеграл вектора напряженности магнитного поля между двумя точками (рис. 7.8, точки A и B) определяется только положениями этих точек и не зависит от пути интегрирования, если этот путь не охватывает электрических токов, форма контура оси потенциалометра может быть любой.

Жесткий потенциалометр в виде дуги с фиксированной базой l (см. рис. 7.7, *в*) может применяться также и для измерения напряженности магнитного поля; в этом случае поле должно быть однородным.

Применение жестких прямолинейных потенциалометров основывается на том, что экспериментальное интегрирование производится от некоторой точки A (см. рис. 7. 8) до бесконечности и от другой точки B до бесконечности. При измерении потенциалометр располагается своей торцевой поверхностью в точке A, а затем в точке B и в обоих случаях удаляется за пределы действия поля. Длина потенциалометра должна быть такой, чтобы в месте нахождения его второго конца напряженность поля практически была равна нулю. В этом случае м. д. с. между точками A и B:

$$F_{AB} = \int_A^\infty \bar{H}\, d\bar{l} - \int_B^\infty \bar{H}\, d\bar{l} = (\Psi_A - \Psi_B)/sw\mu_0,$$

где Ψ_A и Ψ_B — соответственно полные потоки, сцепляющиеся с потенциалометром при его расположении в точках A и B.

Так же, как и для других преобразователей индукционного типа, величина sw представляет собой постоянную потенциалометра, равную $\sum_1^w s = K_{sw}$, и определяется экспериментально (см. гл. XIX).

Как следует из изложенного, магнитный потенциалометр отличается от ИК, в частности, тем, что осуществляет двойное преобразование: м. д. с. F в магнитный поток Ψ, вызывающий в свою очередь появление импульса э. д. с. или тока (в постоянном поле) или э. д. с. (в переменном поле). Это, естественно, увеличивает погрешность определения м. д. с., так как к погрешности измерения э. д. с. (или импульсов э. д. с. или тока) добавляется погрешность от несоблюдения строгой связи между м. д. с. и полным потоком.

§ 7.3. Ферроиндукционные преобразователи

Преобразователи этого вида предназначаются для измерения магнитной индукции постоянного магнитного поля. Принцип действия их основан на использовании изменения магнитного состояния ферромагнитного тела, намагничиваемого переменным полем (поле возбуждения) с неизменным значением его напряженности, при наложении постоянного поля, индукция которого измеряется. Существует несколько видов ферроиндукционных преобразователей, различающихся по способу возбуждения, форме ферромагнитного сердечника и др. (см. далее).

Рассмотрим, в качестве примера, преобразователь с продольным возбуждением и использованием четных гармоник в кривой индуктированной э. д. с. Эти преобразователи часто называют четногармоническими феррозондами.

На рис. 7.9 приведена принципиальная схема двухстержневого преобразователя, состоящего из двух идентичных половин. Каждая

из них содержит ферромагнитный сердечник *1* из магнитномягкого материала с намагничивающей (обмотка возбуждения) обмоткой *2*. Намагничивающие обмотки, питаемые от источника синусоидального напряжения U_f, соединены последовательно и навиты так, что в каждый момент времени магнитные потоки (индукции) в сердечниках имеют одинаковое значение и прямопротивоположное направление. Измерительная обмотка *3* охватывает оба сердечника. Амплитуда намагничивающего поля должна быть достаточной для намагничивания сердечников практически до насыщения и значительно больше напряженности измеряемого поля H_x. При полной идентичности обеих половин преобразователя и отсутствии внешнего постоянного поля э. д. с., индуктируемая в измерительной обмотке, будет равна нулю.

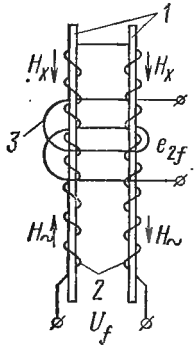


Рис. 7.9

Если же преобразователь поместить в постоянное магнитное поле так, чтобы вектор напряженности поля $\bar{H}_x$ совпадал с осью преобразователя, то в каждый момент времени один из сердечников будет находиться под воздействием суммы напряженностей полей $(H_\sim + H_x)$, где $H_\sim$ — напряженность переменного поля возбуждения, а второй — под воздействием разности $(H_\sim - H_x)$.

Вследствие того, что значения индукций в сердечниках, обусловленные измеряемым постоянным полем, малы по сравнению с индукциями от переменного поля возбуждения, их можно рассматривать как приращения последних. В этом случае функциональную зависимость индукций в каждом сердечнике от напряженности поля $(H_\sim \pm H_x)$ можно разложить в ряд Тейлора и ограничиться тремя членами:

$$B(H_\sim \pm H_x) = B(H_\sim) \pm H_x \frac{dB}{dH_\sim} + \frac{H_x^2}{2} \cdot \frac{d^2B}{dH_\sim^2}.$$

Учитывая сделанное замечание о том, что потоки (векторы индукции) в сердечниках направлены в прямопротивоположные стороны, получим, что э. д. с. в измерительной обмотке:

$$e_2 = -2w_2 sH_x \frac{d}{dt}\left(\frac{dB}{dH_\sim}\right),$$

где w_2 — число витков измерительной обмотки; s — сечение каждого сердечника.

Так как $dB/dH_\sim = \mu_d$ — дифференциальная проницаемость, то

$$e_2 = -2w_2 sH_x \frac{d\mu_d}{dt} \tag{7.9}$$

или

$$e_2 = -2w_2 sH_x \frac{d\mu_d}{dH_\sim} \frac{dH_\sim}{dt}.$$

Таким образом, э. д. с. на выходе преобразователя может служить мерой H_x как по величине, так и по направлению, так как при изменении направления H_x изменяется полярность э. д. с. Обязательным условием функционирования преобразователя является нелинейный характер кривой намагничения сердечника $[(d\mu_d/dH_\sim) \neq 0]$.

Следует иметь в виду, что значение напряженности поля $H_\circ$, которое обусловливает поток индукции в сердечниках, будет меньше значения напряженности H внешнего поля вследствие того, что магнитная цепь рассматриваемого преобразователя является разомкнутой по отношению к внешнему полю, т. е.

$$H_\circ = H - NJ,$$

где N — коэффициент размагничивания сердечника; J — намагниченность сердечников.

В связи с этим в формулу (7.9) должна входить дифференциальная проницаемость не материала сердечника, а сердечника из данного материала, называемая проницаемостью формы $\mu_{d\circ}$, имея в виду размагничивающее действие сердечника. Тогда

$$e_2 = -2w_2 sH_x (d\mu_{d\circ}/dt). \qquad (7.10)$$

Заметим, что при синусоидальном поле возбуждения и отсутствии постоянного поля э. д. с. в измерительной обмотке, индуктируемые вследствие изменения магнитных потоков отдельно в каждом сердечнике, будут содержать только нечетные гармоники, так как перемагничивание сердечников происходит при этом по симметричным петлям. При наложении же постоянного поля э. д. с. в измерительной обмотке будут содержать, наряду с нечетными, и четные гармоники. Можно показать, что э. д. с. четных гармоник однозначно связаны с H_x.

Разлагая функцию $\mu_{d\circ}(\omega t)$, входящую в (7.10), в ряд Фурье, получим, что она, помимо постоянной составляющей, содержит косинусы четных гармоник вследствие того, что функция $\mu_{d\circ}(H)$ четная, а $H_\sim(\omega t)$ нечетная. В соответствии с этим вторая гармоника $\mu_{d\circ,2}$ будет изменяться с двойной частотой так же, как и э. д. с. второй гермоники, индуктируемая в измерительной обмотке преобразователя.

Детальный анализ [18] показывает, что с некоторым приближением чувствительность преобразователя при холостом ходе

$$S_H = E_{m2}/H_x = k\omega s w_2 \mu_{d\circ m} (H_s/H_m), \qquad (7.11)$$

где E_{m2} — амплитуда второй гармоники э. д. с.; $\mu_{d\circ m}$ — максимум $\mu_{d\circ}$, H_s — напряженность поля при насыщении; H_m — амплитуда напряженности поля возбуждения; k — коэффициент пропорциональности, учитывающий также взаимное расположение сердечников.

Виды преобразователей. Ферроиндукционные преобразователи, в зависимости от пространственного взаимного направления векторов напряженностей поля возбуждения и измеряемого, разделяются на преобразователи с продольным возбуждением (см. рис. 7.9) и с поперечным возбуждением, когда вышеуказанные векторы напряженности поля взаимно перпендикулярны. На рис. 7.10 приведены некоторые типы обоих видов преобразователей.

Простейший одностержневой тип преобразователя с поперечным возбуждением показан на рис. 7.10, *а*. По стержню из пермаллоя, вдоль его оси, пропускают переменный ток возбуждения, создающий круговое поле в плоскости, перпендикулярной оси стержня. Измерительная обмотка навивается вдоль оси стержня. Если внешнее постоянное поле в направлении оси стержня отсутствует, то в измерительной обмотке может возникнуть э. д. с. только вследствие несовершенства конструкции преобразователя (закручивание стержня, отступление от перпендикулярности плоскостей витков измерительной обмотки и оси стержня и др.). При наложении измеряемого поля, действующего по оси стержня, магнитная проницаемость, в данном случае нормаль-

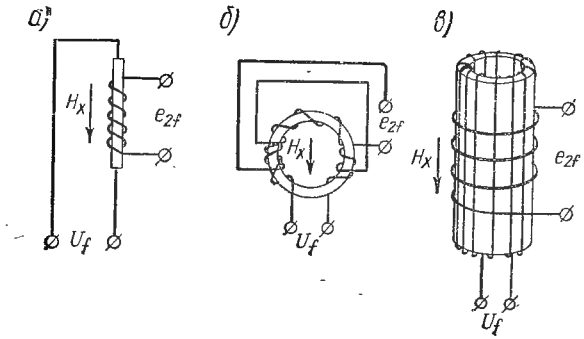


Рис. 7.10

ная проницаемость, характеризующая намагничивание стержня по его оси, будет изменяться во времени, и значение ее будет зависеть от напряженности измеряемого поля при данном поле возбуждения. В измерительной обмотке при этом индуктируется э. д. с., содержащая четные гармоники. Выделяя, например, вторую гармонику э. д. с., по ее значению можно судить об измеряемой напряженности поля. Это явление было обнаружено и изучено советским ученым Г. С. Гореликом [19].

Преобразователи изготовляют с разной формой ферромагнитных сердечников — стержневые, кольцевые, трубчатые (рис. 7.10, *а*, *б*, *в*) — из материала с высокой проницаемостью типа пермаллоя. Стержневые сердечники изготовляют из тонких полос (0,1 мм и меньше) или проволок, кольцевые — из штампованных колец, трубчатые — чаще всего методом электроосаждения на керамическую металлизированную основу. Последние применяют в преобразователях с высокочастотным возбуждением (сотни килогерц). Замкнутая магнитная цепь сердечников по отношению к полю возбуждения обладает следующими достоинствами: 1) для возбуждения требуется меньшая мощность, чем в случае разомкнутой магнитной цепи и 2) существенно меньшее магнитное рассеяние намагниченного сердечника. В то же время коль-

цевые сердечники имеют значительно больший коэффициент размагничивания по отношению к измеряемому полю, чем стержневые.

Измерительные цепи. На рис. 7.11 изображена упрощенная структурная схема измерительной цепи прямого преобразования. Преобразователь *П* питается от генератора *Г* через фильтр $Ф_f$, который служит для подавления четных гармоник, возникающих в генераторе. Индуктируемая в измерительной обмотке преобразователя э. д. с. подается на избирательный усилитель $У_{2f}$, настроенный на частоту второй гармоники $2f$, и далее на синхронный детектор *Д*, реагирующий на изменение фазы второй гармоники э. д. с. на 180° при изменении знака напряженности измеряемого поля. На выходе измерительной цепи включен измерительный прибор *И*, например магнитоэлектрический. Для стабилизации чувствительности, уменьшения нелинейности градуировочной характеристики и постоянной времени измерительное устройство обычно охватывается обратной связью по току с выхода детектора в особую обмотку на преобразователе.

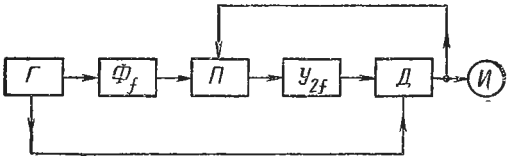


Рис. 7.11

Применяются также цепи уравновешивания. С этой целью преобразователь снабжается дополнительной компенсационной обмоткой, которая питается выпрямленной э. д. с. второй гармоники. Ток в компенсационной обмотке, являющийся функцией э. д. с. второй гармоники, создает поле, прямо противоположное по направлению измеряемому полю, и его уравновешивает. В этом случае преобразователь выполняет роль преобразователя сравнения. Уравновешивание может осуществляться автоматически.

Свойства. Преобразователи обладают высокой чувствительностью — порядка десятков милливольт на 1 А/м. Пределы измерения достаточно широкие: примерно от 10^{-2} до 1000 А/м.

Наиболее существенной погрешностью является погрешность нуля (аддитивная составляющая погрешности), что связано с остаточными гистерезисными явлениями и явлением Баркгаузена, наблюдаемыми при намагничивании сердечников переменным полем возбуждения. Абсолютная погрешность нуля может быть оценена в единицах напряженности поля: ориентировочно 0,01 А/м. Погрешность чувствительности (мультипликативная составляющая погрешности) может быть сведена к относительно малой величине, порядка десятых долей процента, если использовать обратную связь в измерительной цепи. Специфической погрешностью является погрешность, связанная с тем, что магнитная ось преобразователя обычно не совпадает с геометрической продольной осью, по которой ориентируется преобразователь.

Преобразователи в довольно широких пределах измерения характеризуются линейным уравнением преобразования. Однако в полях с относительно большой напряженностью поля (порядка сотен ампер

на метр) и при очень слабых напряженностях поля (порядка 10^{-4} А/м) обнаруживается нелинейность уравнения преобразования. Преобразователи требуют градуировки в поле известной напряженности. Естественно, что при этом возникает погрешность градуировки, зависящая от погрешности образцовой аппаратуры, которая может быть оценена примерно 0,1%.

Не следует также забывать о таких дополнительных погрешностях как температурная и погрешность от влияния посторонних магнитных полей.

По результирующей погрешности ферроиндукционные преобразователи не относятся к средствам измерения высокой точности и могут характеризоваться основной погрешностью — не менее 1÷2%. Однако высокая чувствительность, простота конструкции, малые габариты, надежность обеспечивают им широкое применение.

Применение. Основная область применения преобразователей измерение параметров постоянных или медленно изменяющихся полей, преимущественно поля Земли и в межпланетном пространстве.

Сочетание трех идентичных преобразователей, жестко связанных между собой и расположенных по трем взаимно перпендикулярным осям, позволяет измерять составляющие напряженности поля по этим осям и полный вектор напряженности поля.

Преобразователи находят применение для измерения градиента напряженности поля, а также напряженности поля, вызываемого ферромагнитными телами. Благодаря высокой чувствительности эти преобразователи с успехом применяются в качестве нулевых указателей, когда измеряемая напряженность поля компенсируется известной и требуется обнаружить наличие компенсации.

Находят применение ферроиндукционные преобразователи и при измерении магнитных характеристик магнитных материалов, например в качестве нулевого указателя при измерении коэрцитивной силы образцов в разомкнутой магнитной цепи (см. гл. XX). Отметим, что на космических кораблях, на искусственных спутниках Земли, Луны и на межпланетных станцих СССР устанавливались магнитометры с ферроиндукционными преобразователями для измерения параметров магнитных полей [20].

§ 7.4. Квантовые преобразователи

Широкое применение для измерения индукции постоянных магнитных полей получили за последнее время преобразователи, в которых используются ядерные, электронные и атомные явления.

Ядерные преобразователи. Существенной особенностью этих преобразователей является возможность их применения для измерений абсолютным методом: они не требуют градуировки, лишены погрешностей, связанных с условиями эксперимента (такими как температура, давление и др.), и могут обеспечить очень высокую точность измерения.

Известно, что многие ядра атомов обладают магнитным моментом μ и моментом количества движения — спином p. Отношение этих момен-

тов $\gamma = \mu/p$ носит название гиромагнитного отношения и является физической константой данного ядра, значение которой не зависит от внешних условий.

Если диамагнитное вещество в ампуле *1* (рис. 7.12, *а*) поместить в однородное постоянное магнитное поле с индукцией B, то магнитные моменты (диполи) будут прецессировать вокруг направления вектора индукции — аналогично прецессии гироскопа в гравитационном поле Земли (рис. 7.12, *б*).

Основываясь на классических положениях механики, момент сил, действующих на диполи, выражается уравнением:

$$\overline{M} = [\overline{\mu}\,\overline{B}],$$

а уравнение движения имеет вид:

$$d\overline{p}/dt = [\overline{\mu}\,\overline{B}].$$

С другой стороны,

$$d\overline{p}/dt = \overline{p}\omega,$$

где ω = угловая частота прецессии.

Из этих выражений следует известное уравнение Ларморовой прецессии:

$$\omega = \gamma B. \qquad (7.12)$$

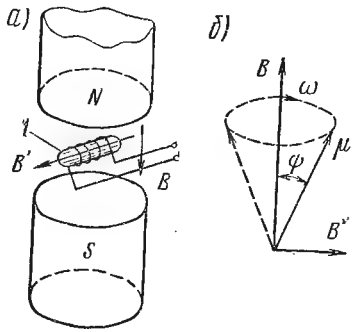


Рис. 7.12

При этом пренебрегаем взаимодействием между частицами и тепловыми колебаниями, т. е. временами релаксации. Если в плоскости, перпендикулярной измеряемой индукции $\overline{B}$, создать переменное высокочастотное поле с индукцией $\overline{B}'$, то, как известно, пульсирующее поле можно заменить двумя полями, вращающимися в разные стороны с частотой пульсирующего поля и с амплитудами индукции, равными половине амплитуды индукции пульсирующего поля. При синхронном вращении вектора $\overline{B}'$ с прецессией диполя, что достигается изменением частоты высокочастотного поля, на диполь будет действовать момент, стремящийся изменить угол ψ между $\overline{B}$ и $\overline{\mu}$ (см. рис. 7.12, *б*). Равенство частоты прецессии и частоты вращения вектора $\overline{B}'$ будет свидетельствовать о наступлении резонанса; это явление получило название ядерного магнитного резонанса (ЯМР). Резонанс может быть обнаружен по уменьшению амплитуды высокочастотных колебаний, обусловленному поглощением энергии ядрами вещества преобразователя; в этом случае метод называют ядерным резонансным поглощением. Наряду с этим используется и другой метод — ядерной индукции, когда в измерительной катушке, ось которой располагается перпендикулярно $\overline{B}$ и $\overline{B}'$, индуктируется э. д. с. резонансной частоты.

Таким образом, индукция B может быть определена по измеренному значению резонансной частоты ω и гиромагнитному отношению γ той частицы, прецессия которой используется в веществе данного преоб-

разователя. Выражение (7.12) является уравнением преобразования. Характерно, что чувствительность преобразователя есть постоянная величина, равная значению гиромагнитного отношения γ.

С точки зрения измерительной, задача заключается в фиксации резонанса и последующего измерения частоты этого резонанса. Практически, для измерения относительно больших индукций (от сотых долей тесла до единиц тесла), а также индукций слабых магнитных полей порядка индукции поля Земли, применяются преобразователи, использующие ядра водорода (H) — протоны, а также лития (Li^7) и дейтерия (D). Значения гиромагнитного отношения этих частиц известны, на основе экспериментальных исследований, с большой точностью. В частности, для гиромагнитного отношения протона в воде $\gamma_{пр}$ Международным консультативным комитетом по электричеству рекомендовано для применения в международной метрологической практике, как предварительное, значение $\gamma_{пр} = 2{,}67513 \cdot 10^8 Т^{-1} \cdot с^{-1}$, установленное на основании работ, проведенных в ведущих национальных метрологических институтах, в том числе и в СССР — Ленинграде (ВНИИМ) и Харькове (ХГИМИП). Погрешность определения $\gamma_{пр}$ в СССР оценивается величиной порядка десятитысячных процента [21,22].

Так как ядро, как известно, связано с окружающими его атомами и электронами, то при воздействии внешнего постоянного поля нарушается термодинамическое равновесие между ними. Для восстановления нового равновесия требуется некоторое время T_1, называемое временем продольной релаксации. Вследствие этого явления ориентация вектора ядерной намагниченности вдоль направления постоянного поля происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени T_1.

Наряду с этим имеет место взаимодействие между ядрами вследствие того, что они создают внутреннее магнитное поле, называемое локальным, и, следовательно, каждый ядерный магнитный момент будет находиться под воздействием не только внешнего поля, но и полей, создаваемых магнитными моментами соседних ядер. Для каждого ядра значение индукции магнитного поля различно, так как индукция локального поля сильно зависит от расстояния между отдельными ядрами. Поэтому резонансные частоты для разных ядер будут различными, и результирующая картина резонанса окажется нечеткой, что связано с расфазировкой прецессии отдельных ядер, уменьшением поперечной составляющей ядерной намагниченности и затуханием резонансного сигнала. Расхождение резонансных частот на некоторое значение $\Delta\omega$ пропорционально индукции локального поля и характеризуется временем T_2, называемым временем поперечной релаксации и пропорциональным $1/\Delta\omega$.

Неоднородность внешнего поля также приводит к увеличению $\Delta\omega$, что ограничивает применение рассмотренного метода только в полях с высокой степенью однородности индукции в объеме, занимаемом преобразователем.

Метод резонансного поглощения. На рис. 7.13 изображена структурная схема измерительного устройства, основан-

ного на методе резонансного поглощения. Преобразователь *1* представляет собой ампулу с некоторым веществом (например, водой), помещенную в катушку *2*, которая создает высокочастотное поле. Вместе с конденсатором *C* катушка образует колебательный контур генератора высокой частоты *ГВЧ*. Преобразователь помещается в однородное постоянное поле с индукцией *B* (магнит *NS*). При резонансе, когда частота прецессии протонов (ядер водорода) равна частоте высокочастотного поля, при данном значении *B*, что достигается изменением частоты *ГВЧ*, происходит поглощение энергии протонами и, как следствие, уменьшение амплитуды генерируемых колебаний. Для перио-

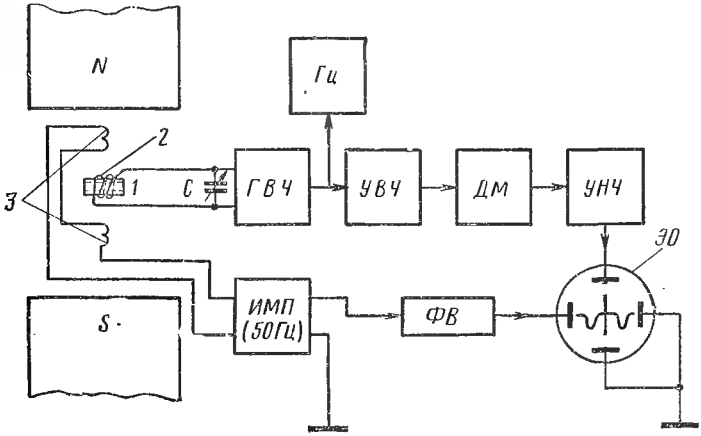


Рис. 7.13

дического повторения резонанса и получения непрерывного сигнала постоянное поле модулируется низкочастотным (десятки герц) полем малой индукции $B_{\sim}$, порядка десятых долей миллитесла (рис. 7.14), создаваемым катушками *3* (см. рис. 7.13), подключенными к источнику модулирующего поля *ИМП*. Напряжение *ГВЧ*, модулированное сигналом *ЯМР*, усиленное усилителем высокой частоты *УВЧ* (U_1), подается на демодулятор *ДМ*, выделяющий сигнал U_2, который усиливается усилителем низкой частоты *УНЧ* и поступает на указатель резонанса (U_3). В качестве последнего могут применяться электронный осциллограф *ЭО*, ламповый вольтметр или фазочувствительный указатель. При применении осциллографа на горизонтальные пластины через фазовращатель *ФВ* подается напряжение, синхронизированное с напряжением модуляции.

За период модуляции $T_м$ (см. рис. 7.14) условия резонанса повторяются дважды, и на экране осциллографа наблюдаются два резонансных сигнала. Регулируя частоту генератора, добиваются симметричного расположения резонансных сигналов относительно середины развертки (см. рис. 7.13), что свидетельствует о наступлении резонанса при нулевом значении $B_{\sim}$. Измеренная в этот момент с помощью герц-

метра Гц частота генератора f соответствует индукции B постоянного поля. Пользуясь выражением (7.12), вычисляют значение B.

Рассмотренный метод резонансного поглощения применим для измерения индукций, начиная, примерно, от 0,005Т и выше. Нижний предел ограничивается малым значением амплитуды резонансного сигнала, которое, в частности, зависит от вещества преобразователя (гиромагнитное отношение, число ядер в единице объема вещества), объема преобразователя, параметров высокочастотного контура. Верхний же предел определяется значением резонансной частоты; для данного преобразователя при больших индукциях она может оказаться очень высокой. В соответствии с этим используют резонанс протонов в жидких веществах (обычно вода) для измерения индукций примерно до 0,5Т, резонанс ядер лития (Li^7)—от 0,5 до 1,0Т и дейтерия (D)—от 1,0Т и выше. В жидкости преобразователя растворяют парамагнитные соли в той или иной концентрации, что позволяет изменять времена релаксации T_1 и T_2, от которых зависят амплитуда и форма резонансного сигнала.

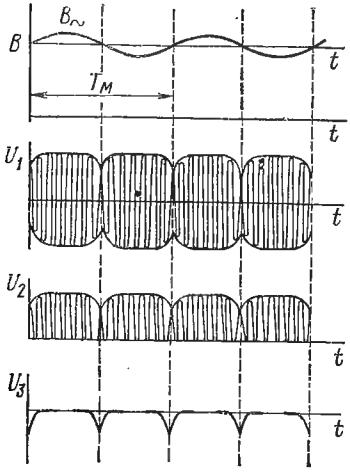


Рис. 7.14

В табл. 7.1 приведены некоторые данные, характеризующие ядерные преобразователи.

Таблица 7.1

Пределы измерения, Т	Пределы изменения резонансной частоты, МГц	Объем образца, см³	Вещество	Резонанс ядер	Относительная интенсивность сигнала (по отношению к сигналу от H)		$\nu/\nu_{пр}$
					при равных B	при равных f	
0,005—0,1	0,2128—4,257	1—0,2	0,165 *M* раствор $NiSO_4$ в H_2O	H	1,00	1,00	1
0,1—0,5	4,257—21,28	0,2—0,001	0,165 *M* раствор $NiSO_4$ в H_2O	H	1,00	1,00	1
0,5—1,0	8,125—16,25	0,2	0,5 *M* раствор $FeCl_3$ в насыщенном LiCl	Li^7	0,29	1,94	0,38862
1,0—3,0	6,535—19,6	0,2	0,5 *M* раствор $FeCl_3$ в D_2O	D	0,01	0,41	0,15355

Как следует из уравнения преобразования (7.12), погрешность измерения индукции складывается из погрешности измерения частоты, погрешности определения значения гиромагнитного отношения и по-

грешности установления резонанса. Как уже указывалось, гиромагнитное отношение протона определено с погрешностью не более 0,001%, частота, в диапазоне обычного использования ЯМР (0,2÷20 МГц), может быть измерена также с погрешностью 0,001%. Погрешность, с которой можно фиксировать резонанс, зависит главным образом от степени неоднородности поля в объеме, занимаемом преобразователем, так как в неоднородном поле наблюдается расширение резонансной линии, и может быть оценена величиной, не превышающей 0,1 от неоднородности индукции магнитного поля.

Что касается других источников погрешностей, таких, как, например, экранирование измеряемого поля деталями преобразователя (каркас, обмотка), то они без особых затруднений могут быть сведены к величине, на порядок меньшей чем указанные погрешности.

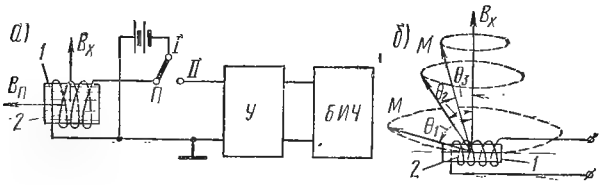


Рис. 7.15

Промышленность СССР выпускает приборы, основанные на ЯМР по методу резонансного поглощения, в которых используется резонанс H, Li^7 и D с пределами измерения от 0,025 до 2,5 Т. В настоящее время разработаны измерительные установки, основанные на ЯМР, с автоматически действующим устройством для нахождения резонанса.

Помимо измерения магнитной индукции, ядерные преобразователи применяются для измерения постоянных электрических токов и других величин с предварительным преобразованием в магнитном поле.

Метод свободной ядерной индукции. На рис. 7.15, *а* схематически изображена простейшая структурная схема, поясняющая принцип действия данного метода. На преобразователь *1*, подобный описанному в методе резонансного поглощения, воздействуют сильным постоянным поляризующим магнитным полем порядка 100 кА/м, создаваемым катушкой *2*, индукция которого $B_п$ значительно больше измеряемой индукции B_x и направлена перпендикулярно B_x. Поляризующее поле действует в течение времени, большего чем T_1 (переключатель *П* в положении *I*), чтобы ядерная намагниченность *M* достигла установившегося значения и была ориентирована вдоль $B_п$. Затем поляризующее поле быстро выключается (переключатель *П* в положении *II*), чтобы за время выключения вектор намагниченности практически не изменил своего направления. В этом случае вектор намагниченности будет прецессировать с частотой $\omega = \gamma B_x$ вокруг $\overline{B}_x$ с убывающей амплитудой и непрерывным уменьшением угла прецессии θ (рис. 7.15, *б*).

В катушке 2 с числом витков w при этом будет индуктироваться э. д. с., затухающая с постоянной времени T_2,

$$e = ws\omega B_я \sin \omega t,$$

где $B_я$ — ядерная индукция; s — сечение катушки.

Угол прецессии θ полагаем равным 90°.

Амплитуда этой э. д. с.

$$E_m = ws\gamma B_x B_я.$$

При большом времени релаксации T_1 сигнал сохраняет заметную величину в течение нескольких секунд и может быть обнаружен.

При измерении в слабых магнитных полях величина E_m оказывается весьма малой. Так, например, в магнитном поле Земли ($B_x \approx 5 \times \times 10^{-5}$ Т, $f = 2100$ Гц) и значениях $w = 2500$ и $s = 10$ см² E_m составляет около 15 мкВ при использовании преобразователя с дистиллированной водой. Вследствие этого важно при осуществлении данного метода получить возможно большее отношение сигнала к шуму. Для этой цели используют узкополосный усилитель *У* (см. рис. 7.15, *а*), с выхода которого сигнал поступает на блок измерения частоты *БИЧ*, являющийся наиболее ответственным и сложным в этом устройстве. Измеряемая индукция вычисляется по формуле (7.12).

В СССР на принципе метода свободной ядерной индукции созданы для измерения индукции магнитного поля Земли аэро- и переносные магнитометры [23].

Преобразователи электронного парамагнитного резонанса (ЭПР). В отличие от ядерных преобразователи ЭПР основаны на использовании резонанса электронов в веществах, атомы которых имеют неспаренные электроны, благодаря чему электронная оболочка обладает магнитным дипольным моментом. К таким веществам относятся, например, элементы переходной группы, свободные радикалы (αα-дифинил-β-пикрил-гидразин; раствор натрия в жидком аммиаке).

Гиромагнитное отношение для электрона выражается формулой:

$$\gamma_{эл} = e/2m_e c,$$

где e и m_e — заряд и масса электрона; c — скорость света.

Методика и аппаратура для обнаружения резонанса подобна методике и аппаратуре ЯМР. Но так как $\gamma_{эл}$ примерно в 10^3 раз больше чем $\gamma_{пр}$, то и резонансная частота ЭПР в то же число раз больше резонансной частоты при ЯМР. Сигнал ЭПР на несколько порядков больше сигнала ЯМР, что позволяет применять преобразователи малого объема и измерять индукции в том диапазоне (от $1 \cdot 10^{-5}$ до $5 \cdot 10^{-4}$ Т), в котором трудно пользоваться ядерным преобразователем.

Погрешность измерения с преобразователями ЭПР больше, чем с ядерными преобразователями, и составляет примерно 0,1 %, так как ширина сигнала ЭПР довольно значительная (0,1÷2,0) 10^{-} Т.

Атомные преобразователи. При использовании квантовых преобразователей в слабых магнитных полях для увеличения резонансного сигнала производится ориентация магнитных моментов ядер с помощью вспомогательного постоянного магнитного поля аналогично тому,

как это имело место в рассмотренном ранее методе свободной ядерной индукции. Этой же цели можно добиться, применяя метод оптической ориентации атомов некоторых веществ, находящихся в газообразном или парообразном состоянии. На этом методе основаны атомные квантовые преобразователи с оптической накачкой, в которых оптические методы используются также для обнаружения резонансного сигнала.

Оптическая ориентация магнитных моментов возможна для атомных систем, которые, кроме двух энергетических уровней *1* и *2* (рис. 7.16), создаваемых внешним постоянным магнитным полем, имеют энергетический уровень *3*, отделенный от уровней *1* и *2* оптическим переходом. Облучение таких систем светом, излучающим кванты энергии $f_{оп}h$, равные разности энергии уровней *3* и *1* ($E_3 - E_1$), вызывает

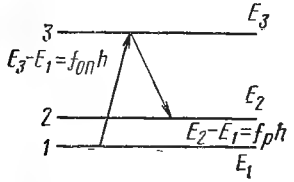


Рис. 7.16

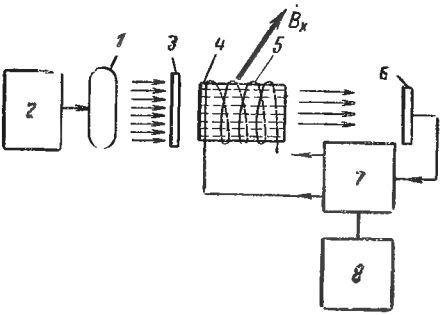


Рис. 7.17.

ориентацию атомов и их переход с уровня *1* на уровень *3* (оптическая «накачка» атомов на уровень *3*), сопровождающиеся поглощением света. С уровня *3* атомы могут перейти на уровень *2* или *1*. Переход же с уровня *2* на уровень *1* происходит только под воздействием теплового движения с постоянной времени, которая на несколько порядков больше времени перехода с уровня *3* на уровень *2* или *1*.

В результате такого механизма переходов почти все атомы с уровня *1* переходят через уровень *3* на уровень *2*, поглощение света прекращается, что определяется максимумом оптической прозрачности газа. Если на газ дополнительно воздействовать радиочастотным магнитным полем, излучающим кванты энергии $f_рh = E_2 - E_1$ и имеющим частоту, равную частоте прецессии атомов в данном постоянном магнитном поле, то произойдет нарушение ориентации атомов, сопровождающееся их переходом с уровня *2* на уровень *1*. Вследствие заполнения атомами уровня *1* газ вновь начинает поглощать свет и его прозрачность уменьшается. Измеряя частоту высокочастотного магнитного поля, при которой наступает уменьшение прозрачности газа, можно определить индукцию внешнего постоянного магнитного поля, пользуясь формулой $f_р = ГB_x$, где постоянная Г зависит от вида используемых атомов.

В атомных преобразователях используется резонанс атомов рубидия, цезия, гелия (He^4).

На рис. 7.17 показана простейшая структурная схема прибора с атомным преобразователем, обеспечивающего непрерывное изме-

рение магнитной индукции в слабых магнитных полях (индукция порядка 10^{-4} Т и меньше).

Свет от лампы *1*, заполненной парами рубидия и питаемой от высокочастотного генератора *2*, проходя через круговой поляризатор *3*, попадает в преобразователь *4*, состоящий из пирексового цилиндра, заполненного рубидием, и обмотки *5*. Модуляция светового потока, происходящая с частотой прецессии, воспринимается фотодиодом *6*, напряжение с которого через усилитель *7* подается на катушку *5*. Если общий сдвиг фазы в замкнутой системе, состоящей из преобразователя, фотодиода и усилителя, равен нулю, то она самовозбуждается на частоте прецессии, определяемой по показаниям герцметра *8*. Таким образом, прибор работает как автогенератор, частота которого равна частоте прецессии атомов в измеряемом магнитном поле.

Приборы с атомными преобразователями обеспечивают непрерывность измерений, хорошее отношение сигнал/шум (с/ш $\approx$ 200) и обладают высокой чувствительностью (порог чувствительности — порядка 10^{-11} Т). Их недостатком является относительно большой объем преобразователя (десятки кубических сантиметров).

§ 7.5. Гальваномагнитные преобразователи

В гальваномагнитных преобразователях используются вторичные эффекты, возникающие в проводниках или полупроводниках с током при воздействии на них магнитного поля. Практическое применение получили эффект Холла, заключающийся в появлении э. д. с. между точками, эквипотенциальными при отсутствии магнитного поля, и эффект изменения электрического сопротивления. На первом эффекте основаны преобразователи Холла, на втором—магниторезисторы и магнитодиоды.

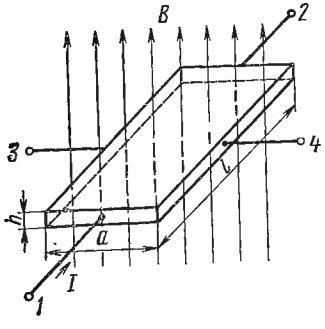


Рис. 7.18

Преобразователь Холла представляет собой четырехполюсник (рис. 7.18), выполненный в виде тонкой пластины из полупроводникового материала. Два вывода (*1* и *2*) — токовые—служат для подключения преобразователя к внешнему источнику тока, а два других (*3* и *4*) — потенциальные, между которыми возникает э. д. с.

Если преобразователь поместить в магнитное поле, вектор магнитной индукции которого $\overline{B}$ направлен перпендикулярно плоскости преобразователя, то носители тока (свободные электроны и «дырки») под действием сил Лоренца отклоняются к одной из боковых граней, вследствие чего на ней создается избыток зарядов одного знака, а на противоположной грани возникает заряд другого знака. В результате между выводами *3* и *4* появляется э. д. с. $E_{хл}$, называемая э. д. с. Холла, и соответствующее электрическое поле Холла.

Из уравнения равновесия сил, действующих на носители тока, можно получить уравнение преобразования преобразователя для режима заданного тока в следующем виде:

$$E_{хл} = R_{хл} \frac{IB}{h} F\left(\frac{l}{a},\ \mu, B\right) \sin\alpha, \qquad (7.13)$$

где $R_{хл}$ — постоянная Холла, зависящая от свойств полупроводника; l, a, h — соответственно длина, ширина и толщина преобразователя; μ — подвижность носителей тока; I — ток в преобразователе; $F(l/a,\ \mu,\ B)$ — поправочная функция; α — угол между вектором $\bar{B}$ и плоскостью преобразователя.

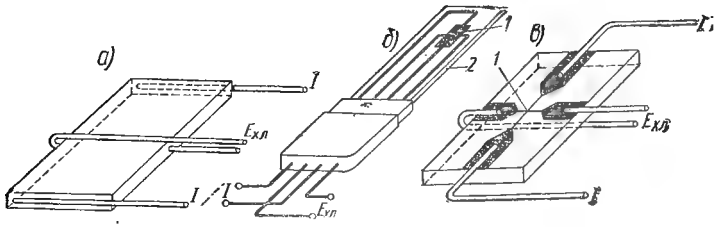


Рис. 7.19

Эффект Холла сильно проявляется в материалах с только электронной или только дырочной проводимостью, и он тем сильнее, чем меньше концентрация носителей тока и чем больше их подвижность. По этой причине преобразователи Холла изготовляются из полупроводников, в которых преобладает один из видов проводимостей. У чистых металлов концентрация свободных электронов на 6—9 порядков больше, чем у полупроводников, а подвижность электронов мала.

Преобразователи Холла изготовляются кристаллические и пленочные. Кристаллические преобразователи выполняются в виде тонких пластинок ($h = 0{,}1 \div 0{,}5$ мм), вырезанных из монокристаллов Ge, Si или из кристаллов химических соединений InAs, InSb, HgSe, HgTe и др. Токовые выводы припаиваются по всей длине граней, а потенциальные — к середине граней (рис. 7.19, *а*).

Пленочный преобразователь *1* (рис. 7.19, *б*) вместе с выводами получается испарением в вакууме исходного вещества, которое осаждается тонким слоем ($h = 1 \div 20$ мкм) на изоляционной подложке *2*, например из слюды. Эти преобразователи можно изготовлять сложной формы и очень малых размеров. На рис. 7.19, *в* показан пленочный микропреобразователь с рабочей площадью $0{,}01 \times 0{,}01$ мм², образуемой как точка пересечения *1* двух тонких полос из полупроводниковой пленки, концы которых используются в качестве токовых и потенциальных выводов.

Так как потенциальные выводы не удается укрепить точно в эквипотенциальных точках, то между этими выводами при $B = 0$ возни-

кает некоторое напряжение $U_{нэ}$, и в этом отношении преобразователь характеризуется коэффициентом неэквипотенциальности:

$$k_{нэ} = U_{нэ}/U,$$

где U — входное напряжение.

Так как выходная величина преобразователя зависит от двух входных величин I и B (7.13), то его чувствительность — гальваномагнитная чувствительность —

$$S_{IB} = E_{хл}/IB = R_{хл}/h,$$

полагая функцию F равной единице и $\alpha = 90°$. При $I = \text{const}$ можно говорить о чувствительности к магнитной индукции, а при $B = \text{const}$ — о чувствительности к току.

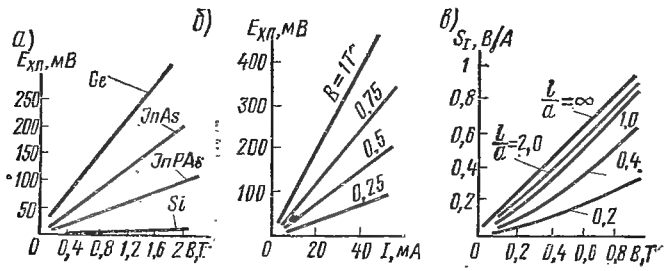


Рис. 7.20

На рис. 7.20, *а* и *б* приведены характеристики $E_{хл} = f(B)$ и $E_{хл} = f(I)$ преобразователей, изготовленных из различных материалов, а на рис. 7.20, *в* показана зависимость чувствительности к току S_I от индукции B для преобразователей разных размеров.

В постоянном магнитном поле и при питании преобразователя постоянным током э. д. с. тоже постоянна. Если же одна из входных величин переменная, то на выходе преобразователя возникает переменная э. д. с. той же частоты, что и частота входной величины. Если ток изменяется с частотой ω_1, а магнитная индукция с частотой ω_2, то э. д. с. состоит из суммы двух составляющих, одна из которых изменяется с частотой $(\omega_1 - \omega_2)$, а другая — с частотой $(\omega_1 + \omega_2)$. В частном случае, когда ток и магнитная индукция имеют одну и ту же частоту и сдвинуты по фазе на угол φ, э. д. с. имеет постоянную составляющую и переменную двойной частоты:

$$E_{хл} = \frac{R_{хл} B}{h} I \cos\varphi - \frac{R_{хл} B}{h} I \cos(2\omega t + \varphi).$$

В постоянном магнитном поле и при питании преобразователя переменным током э. д. с. не изменяется при изменении частоты тока в широком диапазоне — до десятков мегагерц. В переменном же магнитном поле в преобразователе возникают вихревые токи, с которыми связано увеличение э. д. с., что особенно заметно, если преобразователь

находится в среде с большой магнитной проницаемостью (например в узком зазоре магнитопровода).

На рис. 7.21 приведена частотная характеристика преобразователя из InAs, находящегося в узком зазоре ферритового сердечника. На рисунке по оси ординат отложено отношение э. д. с. $E_{хлf}$ при частоте f к э. д. с. $E_{хл0}$ при $f = 0$.

Погрешности преобразователей Холла обусловлены, в основном, температурой, напряжением неэквипотенциальности, нестабильностью параметров во времени, паразитной э. д. с., индуктируемой в выходной цепи переменным магнитным полем, а также эффектами выпрямления и термо-э. д. с., возникающими в месте присоединения потенциальных выводов.

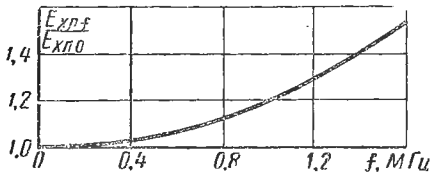


Рис. 7.21

Температура влияет на подвижность носителей тока, удельное электрическое сопротивление и постоянную Холла. На рис. 7.22, *а* показана зависимость от температуры T удельного электрического сопротивления ρ для Ge, а на рис. 7.22, *б* — постоянной Холла $R_{хл}$ при различных значениях концентрации носителей тока n. Как видно из рисунка, чем меньше n, т. е. чем больше чувствительность преобразователя, тем сильнее зависят его параметры от температуры.

Температурная погрешность у лучших типов преобразователей Холла составляет 0,02÷0,1%/° С в диапазоне температур от —40 до +100° С. Уменьшение этой погрешности достигается путем использования корректирующих цепей и термостатированием преобразователя.

Напряжение неэквипотенциальности $U_{нэ}$, в особенности его температурная зависимость, которая может достигать десятков микровольт на градус, ограничивает порог чувствительности и точность преобразователей.

На рис. 7.23 приведены некоторые схемы компенсации напряжения неэквипотенциальности. Почти полная компенсация достигается при использовании преобразователей с пятью выводами (рис. 7,23, *а* и *б*). Сопротивление R (рис. 7.23, *в*) в зависимости от полярности $U_{нэ}$ включается между зажимами *1—4* или *2—4*. Все схемы обладают тем недостатком, что компенсация нарушается при изменении температуры и магнитной индукции. Более радикальным является изготовление преобразователей из однородного материала и укрепление потенциальных выводов в эквипотенциальных точках.

Нестабильность чувствительности преобразователей составляет 0,2÷1,0% в течение года и в основном зависит от технологии их изготовления. Кристаллические преобразователи имеют более стабильные характеристики, чем пленочные.

Избежать индуктирования э. д. с. от переменного магнитного поля можно правильным расположением потенциальных выводов: чтобы

они не образовывали контура, пересекаемого магнитным потоком (см. рис. 7.19, *а* и *в*).

Следует учитывать нелинейность уравнения преобразования. Для различных типов преобразователей в диапазоне $B = 0 \div 1$ Т нелиней-

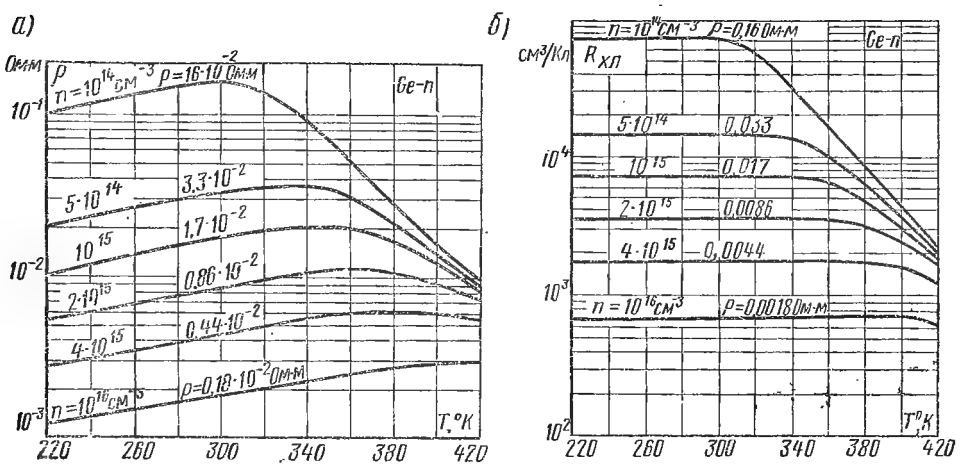


Рис. 7.22

ность составляет 0,5÷4,0%, а в диапазоне 0÷2 Т она может достигать 10%. Линеаризация уравнения $E_{хл} = f(B)$ осуществляется выбором геометрических размеров преобразователя, включением после-

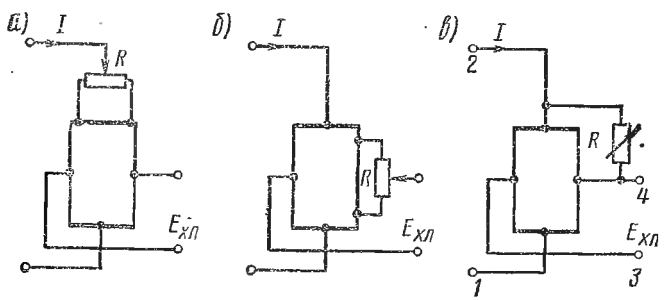


Рис. 7.23

довательно с преобразователем Холла магниторезистора, помещаемого в магнитное поле, а также использованием специальных цепей коррекции.

Преобразователи Холла находят применение также для измерения больших постоянных токов (см. § 14.6), мощности (см. § 16.5), фазы, а также для умножения частоты, анализа формы кривой, модуляции и демодуляции малых сигналов. В последнее время их начинают ис-

пользовать в приборах для измерения неэлектрических величин (линейные и угловые перемещения, вибрации, крутящие моменты) с предварительным преобразованием измеряемых величин в изменение магнитной индукции или тока. Известно применение преобразователей в вычислительных устройствах для суммирования, вычитания, умножения.

Магниторезисторы. Принцип действия этих преобразователей основан на эффекте Гаусса, заключающемся в уменьшении подвижности носителей тока в магнитном поле. Под действием магнитного поля траектория носителей тока искривляется, в результате чего скорость их движения в направлении электрического поля уменьшается. Это равносильно уменьшению подвижности носителей тока и увеличению электрического сопротивления преобразователя.

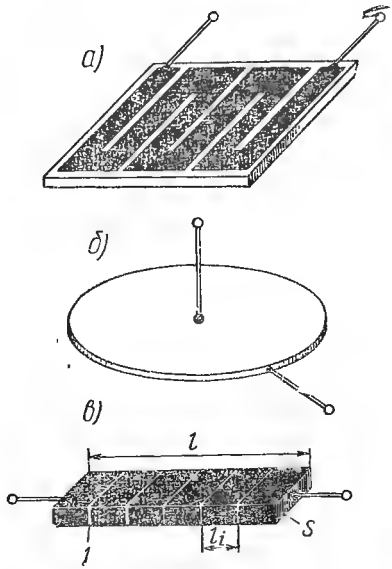


Рис. 7.24

Уравнение преобразования магниторезистора имеет вид:

$$\Delta r/r_0 = A(\mu B)^m,$$

где r_0 — сопротивление преобразователя при индукции $B = 0$ (у различных типов магниторезисторов — от десятых долей до сотен Ом); A — коэффициент, зависящий от свойств материала и конструкции преобразователя; μ — подвижность носителей тока; показатель $m = 2$ для слабых магнитных полей ($B < 0{,}3 \div 0{,}5$ Т), для которых выполняется условие $\mu B \ll 1$, и $m = 1$ для сильных магнитных полей, когда $\mu B \gg 1$.

В качестве материала для магниторезисторов применяются Bi, InAs, InSb и др. Они выполняются в виде плоских спиралей, решеток (рис. 7. 24, *а*), диска Корбино (рис. 7.24, *б*), пластинок и др.

Эффект увеличения сопротивления проявляется сильнее в тех преобразователях, в которых слабее эффект Холла, так как сила электрического поля Холла компенсирует силу Лоренца и уменьшает эффект магнитосопротивления.

В диске Корбино, где один электрод укреплен в центре, а другой — по окружности в виде обода, устраняется электрическое поле Холла, так как у такого преобразователя нет граней, где могли бы концентрироваться носители тока. Под воздействием магнитного поля линии тока в диске из радиальных прямых преобразуются в логарифмические спирали.

На рис. 7.25 показана зависимость $(r_0 + \Delta r)/r_0 = f(B)$ для различных конструкций преобразователей. Чем больше отношение длины пре-

образователя l к площади его сечения s, тем меньше чувствительность. Для увеличения чувствительности преобразователя его разделяют проводящими перегородками *1* на ряд последовательно соединенных коротких элементов с длиной l_i (рис. 7.24, *в*).

На рис. 7.26 приведены зависимости $\Delta r/r_0 = f(B)$ для магниторезисторов из InSb, выполненных в форме диска Корбино (кривая *1*) и решетки (кривая *2*).

Сопротивление и чувствительность магниторезисторов в сильной степени зависят от температуры. При изготовлении преобразователей из особо однородного материала и соответствующей концентрации легирующих примесей можно снизить температурный коэффициент сопротивления до 0,05÷0,1 %/° С.

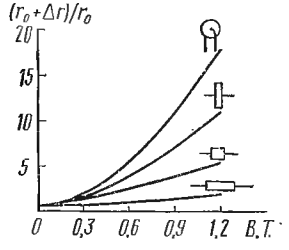


Рис. 7.25

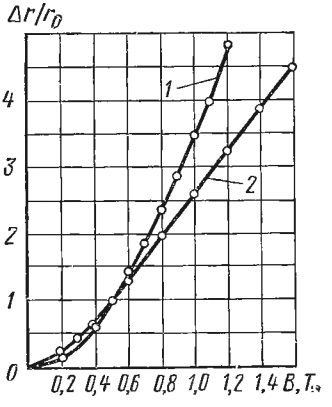


Рис. 7.26

Магниторезисторы применяются в приборах для измерения индукции постоянных и переменных магнитных полей. Перспективным является применение их в качестве чувствительных элементов компараторов, в которых сравнивается эффект изменения сопротивления под действием индукции измеряемого переменного магнитного поля и индукции известного постоянного магнитного поля. Они находят применение также в логических устройствах, анализаторах гармоник и в ряде других устройств — особенно там, где требуются бесконтактные резистивные преобразователи.

В последнее время разработаны новые гальваномагнитные преобразователи — магнитодиоды, представляющие собой полупроводниковые диоды с несимметричным p — n-переходом, в которых проводимость одной из областей, например p, значительно больше другой. При помещении такого диода в магнитное поле электрическое сопротивление увеличивается пропорционально значению магнитной индукции поля, что приводит к уменьшению тока через диод. Если ток поддерживать постоянным, то увеличивается падение напряжения на диоде. Эти преобразователи характеризуются высокой чувствительностью, достигающей значений $S_B = 20 \div 100$ В/Т, что в десятки раз больше чувствительности преобразователей Холла и магниторезисторов [24].

§ 7.6. Магнитомеханические преобразователи

Магнитомеханические преобразователи основаны на механических проявлениях магнитного поля. В качестве примера рассмотрим преобразователь, состоящий из прямолинейного постоянного магнита NS, подвешенного на нити 1, обладающей удельным моментом кручения W (рис. 7.27, *а*). Если такой преобразователь поместить в однородное плоскопараллельное магнитное поле с индукцией B, то магнит в положении равновесия установится под некоторым углом α_c к направлению $\bar{B}$. Можно рассматривать, что магнитное поле создается некоторым контуром с током I_B, имеющим индуктивность L_B, а магнит заменить эквивалентным контуром с током $I_м$ и индуктивностью $L_м$. Таким образом, имеем два контура с токами; энергия магнитного поля такой системы:

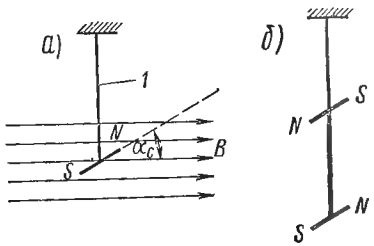


Рис. 7.27

$$A_м = 0{,}5 L_B I_B^2 + 0{,}5 L_м I_м^2 + M_{B_м} I_B I_м,$$

где $M_{B_м}$ — взаимная индуктивность контуров, а вращающий момент, действующий на магнит,

$$M = \frac{\partial A_м}{\partial \alpha} = I_м \frac{\partial M_{B_м} I_B}{\partial \alpha} = I_м \frac{\partial \Psi_м}{\partial \alpha},$$

полагая L_B и $L_м$ постоянными. Здесь $\Psi_м$ — поток, сцепляющийся с контуром, эквивалентным магниту;

$$\Psi_м = B s_м \cos \alpha,$$

если $s_м$ — сечение эквивалентного контура. Тогда

$$M = -I_м B s_м \sin \alpha = -(B/\mu_0) M_{ns} \sin \alpha,$$

так как $I_м s_м \mu_0 = M_{ns}$ — магнитный момент магнита.

Противодействующий момент, создаваемый кручением нити подвеса,

$$M_\alpha = W\alpha.$$

При установившемся отклонении магнита α_c имеем

$$(B/\mu_0) M_{ns} \sin \alpha_c = W\alpha_c.$$

Знак минус в правой части уравнения опущен, так как он определяет только направление отклонения магнита.

Уравнение преобразования имеет вид:

$$B M_{ns}/\mu_0 = W\alpha_c / \sin \alpha_c$$

и показывает, что с помощью данного преобразователя можно измерять индукцию B постоянного магнитного поля или магнитный момент

магнита M_{ns}. В первом случае

$$B = \mu_0 \frac{W}{M_{ns}} \cdot \frac{\alpha_c}{\sin \alpha_c} = \mu_0 C_B \frac{\alpha_c}{\sin \alpha_c}, \tag{7.14}$$

полагая $C_B = W/M_{ns}$ — постоянная для данного преобразователя. Во втором случае

$$M_{ns} = \mu_0 \frac{W}{B} \cdot \frac{\alpha_c}{\sin \alpha_c} = \mu_0 C_м \frac{\alpha_c}{\sin \alpha_c} \tag{7.15}$$

также при постоянной величине $C_м = W/B$. Постоянные C_B и $C_м$ определяются экспериментально в поле с известной B или с магнитом, магнитный момент которого известен.

Как следует из выражений (7.14) и (7.15), чувствительности преобразователя к B или M_{ns} являются нелинейными функциями, зависящими от выходной величины—угла отклонения α_c.

При рассмотрении принципа действия преобразователя имелось в виду, что магнит находится под воздействием только поля с индукцией B, которая является либо измеряемой величиной, либо искусственно создается при измерении M_{ns}. В действительности же на преобразователь будет действовать окружающее поле, в том числе и поле Земли. Эти поля являются одним из наиболее серьезных источников погрешности нуля, тем более что они не остаются постоянными. Для уменьшения влияния посторонних магнитных полей прибегают к устройству астатической системы, состоящей из двух магнитов (рис. 7.27, *б*), которые имеют одинаковые магнитные моменты и расположены один над другим так, что их магнитные оси находятся в одной плоскости и параллельны, а полярности магнитов противоположны друг другу. Иначе говоря, результирующий магнитный момент такой системы должен быть равен нулю. Теоретическое обоснование работы такого преобразователя изложено в книге [23]. Если строго выполнено условие астатичности системы, то внешнее однородное магнитное поле в объеме, занимаемом системой, не вызывает ее отклонения. При работе с этим преобразователем взаимное расположение преобразователя и объекта измерения должно быть таким, чтобы поле, создаваемое измеряемым объектом, воздействовало в основном на нижний магнит.

Источниками погрешностей для неастатического преобразователя могут быть помимо внешнего магнитного поля изменение окружающей температуры и влияние самого поля, воздействующего на магнит. Эти факторы вызывают изменение магнитного момента магнита, а следовательно, изменяют и чувствительность преобразователя. Кроме того, при изменении температуры изменяется W подвеса.

Магнитомеханические преобразователи используются главным образом для измерения магнитного момента прямолинейных образцов горных пород и магнитов, а в отдельных случаях—для определения магнитных свойств образцов материалов. До недавнего времени они широко применялись в геофизических исследованиях—при измерении параметров магнитного поля Земли и его вариаций. В настоящее время их практически вытеснили ферроиндукционные и квантовые преобразователи (см. § 7.3, 7.4) как более точные и обладающие бо́льшими возможностями.

Раздел Б
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Глава VIII
РЕЗИСТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 8.1. Реостатные преобразователи

Принцип действия и устройство. Реостатный преобразователь представляет собой реостат особой конструкции, движок которого перемещается под воздействием входной величины $X_{вх}$. Уравнение преобразования такого преобразователя в самом общем виде: $R = f(X_{вх})$, где R — выходное сопротивление преобразователя, $X_{вх}$ — угловое или линейное перемещение движка.

Преобразователи выполняются в виде намотки из изолированной манганиновой, константановой или вольфрамовой проволоки, а в ответственных случаях—из специальных сплавов, на каркас из изолирующего материала различной формы: прямолинейной пластины, кольца́ и др. Диаметр провода — от 0,02 до 0,1 мм. Сопротивление выпускаемых промышленностью преобразователей колеблется от десятков до нескольких тысяч ом. Одно из основных требований, предъявляемых к материалу проволоки, — малый температурный коэффициент сопротивления. Намотка — сплошная (виток к витку) или с принудительным шагом. Подвижный контакт (движок) изготовляется из сплава платины с иридием или платины с бериллием и тщательно полируется. Движок должен обеспечивать хороший контакт при минимальном усилии. Контактная поверхность обмотки («беговая» дорожка *3* на рис. 8.1) зачищается и полируется.

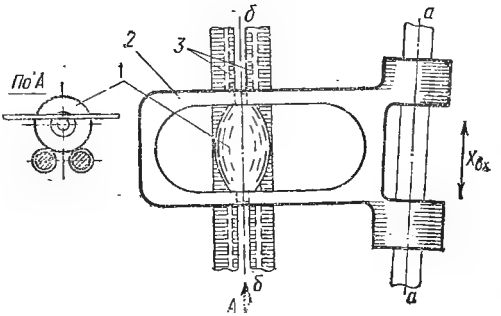


Рис. 8.1

В ответственных случаях применяют конструкцию подвижного контакта в форме бочонка *1* (рис. 8.1), который при перемещении поводка *2* по направляющим *а — а* испытывает, с одной стороны, скольжение вдоль направления движения поводка, а с другой — качение вокруг своей оси *б — б* (между осями *а — а* и *б — б* имеется небольшой угол). Этим достигается равномерный износ контакта и, следовательно, бо́льшая долговечность. Подобная конструкция широко используется в реохордах автоматических мостов и компенсаторов (см. § 15.3 и 14.5).

Вид зависимости $R = f(X_{вх})$ определяется или характером изменения шага намотки по длине каркаса или формой каркаса (при рав-

номерном шаге). На рис. 8.2, *а* приведен пример профилированного (функционального) реостатного преобразователя и графики зависимости его выходных сопротивлений R_1 и R_2 от $X_{вх}$. Для упрощения конструкции прибегают к ступенчатой форме каркаса (рис. 8.2, *б*) или к шунтированию частей преобразователя сопротивлениями (рис. 8.2, *в*). Изменяя значения шунтирующих сопротивлений, можно в широких пределах изменять уравнение преобразования.

Погрешности и свойства. Погрешность дискретности обусловлена тем, что сопротивление преобразователя изменяется не плавно, а ступенчато. Эта погрешность уменьшается с увеличением числа витков

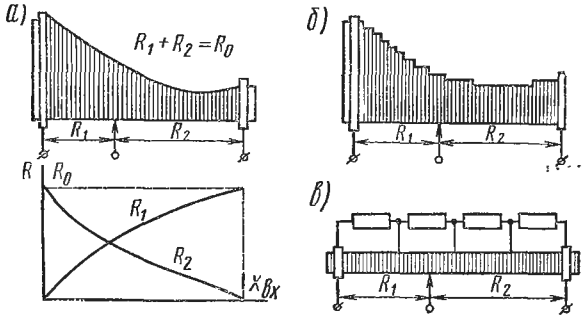


Рис. 8.2

преобразователя на единицу измеряемого перемещения. Для преобразователей с равномерной намоткой погрешность дискретности

$$\gamma = \Delta R_{min}/2R_0 = 1/2w,$$

где ΔR_{min} — сопротивление одного витка преобразователя; R_0 — полное его сопротивление; w — число витков.

Погрешность от нелинейности может быть получена равной 0,1÷÷0,03%.

Температурная погрешность определяется прежде всего ТКС (температурным коэффициентом сопротивления) провода, который, как правило, меньше 0,1% на 10° С.

Реостатные преобразователи дают возможность получить уравнение преобразования самого различного вида. Достаточно большая выходная мощность позволяет в ряде случаев избежать необходимости усиления сигнала в измерительной цепи. Наличие трущегося контакта приводит, с одной стороны, к износу преобразователя, а с другой — к возможности возникновения погрешности преобразования вследствие изменения контактного сопротивления.

Измерительные цепи. В подавляющем большинстве случаев используются мостовые цепи с логометром в измерительной диагонали. Применение самоуравновешивающихся мостов позволяет избежать влияния сопротивления переходного контакта в движках преобразователя и колебания напряжения источника питания.

Области применения. Наиболее широкое применение — преобразование линейных (более 2÷3 мм) или угловых перемещений объекта, способного развивать усилия от 10^{-2} Н и более (уровнемеры и микрометры — при использовании соответствующих множительных передаточных механизмов). Кроме того, реостатные преобразователи находят применение в приборах для измерения сил и давлений, а также в качестве обратных преобразователей автоматических мостов и компенсаторов (реохорды).

Для измерения переменных величин преобразователи могут быть использованы, если частота не превышает 5 Гц.

§ 8.2. Тензочувствительные преобразователи (тензорезисторы)

Принцип действия и устройство. Тензорезисторы бывают проволочные, фольговые и полупроводниковые. Устройство наиболее распространенного проволочного тензорезистора схематически представлено на рис. 8.3.

На полоску бумаги (пленку клея) *1*, называемую подложкой, наносится зигзагообразно тонкая проволока *2* (диаметром 0,02÷0,03 мм), к концам которой привариваются или припаиваются контакты *3* из металлической фольги. Все это заливается клеем, а сверху проволока часто заклеивается еще тонкой бумагой *4* для предохранения от механических повреждений. Для изготовления проволок используются константан, нихром, платиноиридиевый сплав и др.

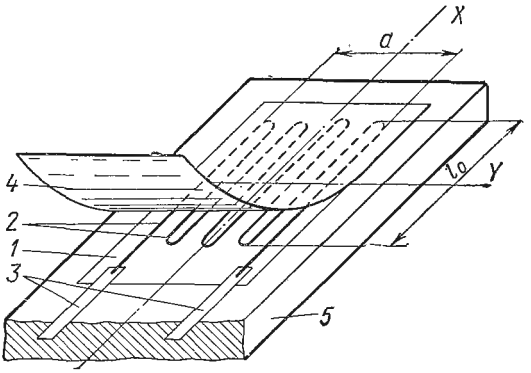


Рис. 8.3

Длина l_0 (см. рис. 8.3) называется базой преобразователя. Обычно l_0 равна 8÷15 мм. Однако в специальных случаях применяют тензорезисторы и с малой базой (до 2,5 мм). Ширина *a* преобразователей — от 3 до 10 мм; сопротивление—порядка 50÷150 Ом. Когда размеры преобразователя не ограничиваются, то длина базы достигает 100 мм, а сопротивление — 800÷1000 Ом.

Образованная указанным способом решетка проволоки приклеивается к исследуемой детали *5* и воспринимает деформацию последней. Вместе с деформацией детали деформируется проволока, тем самым изменяется сопротивление преобразователя вследствие явления тензоэффекта. Входной величиной преобразователя является деформация, выходной—изменение сопротивления.

Рассматривая деформацию как изменение длины проволоки Δl, уравнение преобразования будет иметь вид $\Delta R = f(\Delta l)$, где ΔR — изменение сопротивления преобразователя.

Практически для характеристики тензорезистора пользуются коэффициентом тензочувствительности

$$k = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l},$$

где $\Delta R/R$ — относительное изменение сопротивления преобразователя; $\Delta l/l$ — относительная деформация проволоки.

Опыт показывает, что тензоэффект проводника происходит не только вследствие изменения его геометрических размеров в процессе деформации (длины и поперечного сечения), но и в результате изменения удельного электрического сопротивления. Коэффициент k для разных металлов лежит в пределах 0,5—4. Так как механическое напряжение σ в исследуемой детали связано с модулем упругости E материала этой детали соотношением

$$\sigma = E(\Delta l/l),$$

то уравнение преобразования тензорезистора можно получить в виде

$$\Delta R/R = (k/E)\sigma.$$

Механические напряжения как в материале детали, так и в проволоке тензорезистора не должны превышать предела упругих деформаций, ибо, в противном случае, в материале произойдут необратимые деформации, которые могут привести к резкому изменению характеристик преобразователя. В связи с этим допустимую величину напряжений в материале деталей ограничивают 20÷30% предела упругости.

Как известно, в металлах значение относительной деформации $\Delta l/l$ в пределах упругих деформаций не превышает $2{,}5 \cdot 10^{-3}$, что при значениях коэффициента k, равных 0,5÷4, приводит к значениям $\Delta R/R = (1{,}25 \div 10)10^{-3}$. Таким образом, относительное изменение сопротивления преобразователей не превышает 1% при предельных напряжениях в металлах, в связи с чем сопротивление преобразователя не должно изменяться во времени или от влияния внешних факторов более чем на сотые доли процента. Основные требования, предъявляемые к материалу проволоки, следующие: возможно большее значение k; малый ТКС; высокое удельное электрическое сопротивление (при заданном значении l_0 стремятся получить возможно большее сопротивление преобразователя).

Температурные коэффициенты линейного расширения проволоки и материала объекта, на который наклеивается преобразователь, должны быть близки по значению, иначе может появиться температурная погрешность.

Тензорезисторы являются преобразователями разового действия, так как они наклеиваются на деталь и не могут быть сняты без повреждения.

Свойства тонких проволок в сильной степени зависят от химического состава сплава, а также от термической и механической обработок. Поэтому на практике из партии одного и того же провода изготовляют серию преобразователей и градуируют несколько штук (8÷10%). Полученная цифра среднего значения коэффициента тензочувствительности k принимается для всех преобразователей из данной партии проволоки.

В целях увеличения мощности рассеяния тензорезистора применяют проволочные решетки, закрепленные по концам,—«открытые конструкции» (рис. 8.4, *а*). Здесь части *1* и *2* связаны с объектом и могут перемещаться относительно друг друга. Проволока закрепляется на стойках *3* из изолирующего материала (керамика).

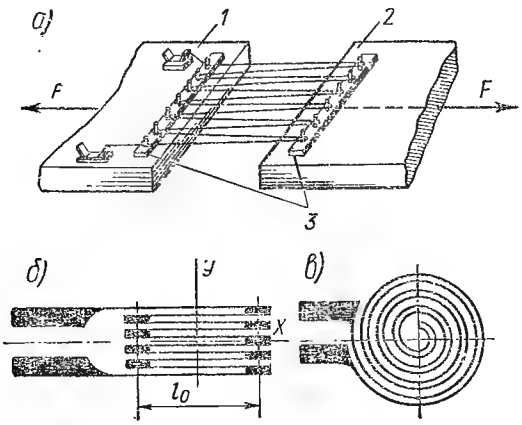


Рис. 8.4

В практике находят применение так называемые «мощные» тензорезисторы, представляющие собой большое число параллельно (или последовательно) соединенных решеток преобразователей (до 30÷50), что значительно увеличивает отдаваемую мощность в измерительный прибор и позволяет использовать их без усилителей при непосредственном включении магнитоэлектрического прибора или вибратора осциллографа.

Широко применяются фольговые тензорезисторы, изготовляемые путем специальной фотографии контура решетки на тонкую (0,004÷0,012 мм) металлическую фольгу. Обратная сторона фольги покрывается лаком или клеем. После проявления незащищенная эмульсией часть фольги протравливается, и на пленке лака остается только контур тензорезистора (рис. 8.4, *б*). Подобную конструкцию имеют и пленочные преобразователи, изготовляемые методом вакуумной возгонки материала с последующей его конденсацией на подложке.

Фольговые преобразователи допускают бо́льшую мощность рассеяния, так как металл преобразователя имеет хороший тепловой контакт с объектом. Они имеют также более надежный механический контакт

с поверхностью объекта, могут быть изготовлены практически любой формы и размеров, что важно в специальных случаях (например, для использования на мембранах манометров, как это показано на рис. 8. 4, *в*), и имеют удобные выводы, допускающие непосредственную припайку концов, в отличие от проволочных преобразователей, у которых наблюдаются частые обрывы в местах присоединения выводов.

В последнее время промышленность изготовляет преобразователи из монокристаллов полупроводников: кремния, германия, арсенида галлия и др. Ценным свойством таких преобразователей является большое значение коэффициента тензочувствительности k (от —200 до +850) при очень малых базах (до 2,5 мм). Выпускаются преобразователи, позволяющие применять их при температурах от —250 до +250° С [25]; недостаток их—механическая непрочность.

К тензорезисторам относятся также преобразователи объемного сжатия, используемые для измерения давлений. Такие преобразователи представляют собой катушку из провода (обычно манганинового) или полупроводниковый элемент. Подвергаясь всестороннему сжатию при высоких и сверхвысоких давлениях, они изменяют свое сопротивление.

Для приклейки тензорезисторов к исследуемым деталям применяют специальные клеи. Разработаны клеи для работы в нормальных условиях (БФ-2; БФ-4, ацетоноцеллулоидные), в условиях повышенных и высоких температур—до 600÷700° С (Б-56, ВН-15), а также при работе во влажной среде или в воде [26].

Погрешности. Основная погрешность тензорезисторов во многом определяется точностью градуировки. Опыт показывает, что при тщательной приклейке тензорезисторов и хорошем качестве клея погрешность, обусловленная неидентичностью преобразователей, не превышает 1,5%, если пользуются средним значением коэффициента тензочувствительности. При индивидуальной градуировке преобразователя основную погрешность можно уменьшить до 0,2÷0,5% и даже менее (до 0,03% при особо тщательном изготовлении).

Существенное значение имеют остаточные деформации клея при его просушке. Это явление может привести к изменению начального сопротивления преобразователя до 1% в начальный период (после наклейки) и к менее значительным изменениям — в последующий (0,1÷0,2%).

Тензорезисторы обладают также поперечной чувствительностью, под которой понимают чувствительность преобразователя в направлении оси Y (ось боковой чувствительности), обусловленной тем, что в направлении оси Y длина проволоки хотя и значительно меньше длины по оси X (ось основной чувствительности), но не равна нулю (см. рис. 8.3). Поперечная чувствительность приводит к появлению систематической погрешности в случае, когда при измерениях имеют место деформации в разных направлениях (как в направлении оси X, так и оси Y). Поперечная чувствительность проволочных тензорезисторов составляет 0,25 ÷ 1% от основной чувствительности.

Для преобразователей с неприклеенными петлями (см. рис. 8.4, *а*) поперечная чувствительность мала, а для фольговых и пленочных она

практически может быть устранена путем увеличения ширины торцевых концов.

Температурная погрешность тензорезисторов обусловлена разностью температурных коэффициентов линейного расширения материала преобразователя и объекта измерения, а также ТКС материала преобразователя. Например, для тензорезисторов из константановой проволоки температурная погрешность может достигать 10% и выше при колебании температуры среды или детали на 10° С. У полупроводниковых тензорезисторов эта погрешность еще больше. В случае применения дифференциального включения преобразователей в мостовую цепь эта погрешность резко уменьшается.

Изменение свойств материала тензорезистора вследствие старения и остаточных деформаций очень невелико и приводит к пренебрежимо малой погрешности.

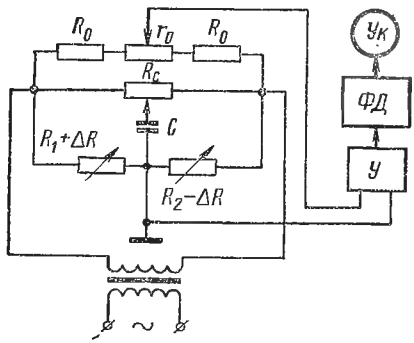


Рис. 8.5

Измерительные цепи. В подавляющем большинстве случаев применяют мостовые цепи с питанием постоянным или переменным током (рис. 8.5). Предпочтение отдается цепям с дифференциальным включением преобразователей, в которых один тензорезистор R_1 испытывает деформацию растяжения, а второй R_2 — деформацию сжатия. В этом случае исключается температурная погрешность и вдвое увеличивается чувствительность. В связи с тем, что при деформации относительное изменение сопротивления преобразователей $\Delta R/R$ невелико, мощность на измерительной диагонали моста, как правило, недостаточна для работы выходного указателя, вследствие чего требуется ее усиление (на рисунке: *У* — усилитель; *ФД* — фазочувствительный демодулятор; *Ук* — выходной указатель).

Мостовые цепи с тензорезисторами, за исключением цепей, предназначенных для измерения только переменных во времени деформаций, имеют элементы для уравновешивания моста перед началом измерения. Это необходимо, так как даже очень незначительная разница в сопротивлениях тензорезисторов приводит к тому, что при отсутствии деформации мост окажется неуравновешенным. Элементы для уравновешивания должны выполняться исключительно тщательно, ибо очень малые изменения их сопротивлений могут привести к большим погрешностям.

При питании мостовых цепей переменным током возникает необходимость уравновешивания также и по реактивной составляющей в связи с наличием паразитных емкостей и индуктивностей. В частности, установлено, что емкость между проводом тензорезистора и металлическим объектом, который, как правило, заземлен, достигает в ряде случаев больших значений—500 ÷ 1000 пФ. На рис. 8.5 емкость *C*

и сопротивление R_c служат для указанной цели. Для измерения статических деформаций широко используются самоуравновешивающиеся мосты.

В СССР серийно выпускаются специальные электронные усилители в сочетании с мостовыми цепями, генераторами и демодуляторами для работы с тензорезисторами. Такие устройства, получившие название тензостанций, изготовляются для одновременного измерения во многих точках (от четырех и боллее).

Области применения. Тензорезисторы применяются для измерения сил, давлений, вращающих моментов, ускорений и других величин, преобразуемых в упругую деформацию, в том случае, когда под воздействием измеряемой величины механические напряжения достигают значений не менее $(1 \div 2) \cdot 10^7$ Н/м^2.

Простота конструкции и малые габариты позволяют использовать тензорезисторы в труднодоступных местах различных машин и механизмов без изменения конструкций последних.

Тензорезисторы широко применяются для измерения быстропеременных величин (порядка десятков килогерц).

Глава IX

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 9.1. Индуктивные и взаимоиндуктивные (трансформаторные) преобразователи

Принцип действия и устройство. Индуктивный преобразователь представляет собой катушку индуктивности или взаимной индуктивности, параметры которой изменяются под воздействием входной величины. В табл. 9.1 приведены схемы шести типов таких преобразователей (графы 1÷6). Простейшим и вместе с тем наиболее распространенным типом является преобразователь с изменяющимся воздушным зазором. Ферромагнитный сердечник *1* (графа 1), снабженный катушкой *2*, вместе с подвижным якорем *3* и воздушными зазорами δ составляет магнитную цепь преобразователя. При перемещении якоря *3* под воздействием входной величины $X_{вх}$ изменяется δ и, следовательно, изменяется магнитное сопротивление этого зазора и всей магнитной цепи в целом. Таким образом происходит изменение индуктивности и полного электрического сопротивление преобразователя.

Любой преобразователь с изменяющейся индуктивностью легко превращается в преобразователь с изменяющейся взаимной индуктивностью, если на магнитный сердечник поместить вторую (измерительную) обмотку. В этой обмотке возникает э. д. с., увеличение или уменьшение которой обусловлено изменением какого-либо параметра магнитной цепи. Такие преобразователи получили название трансформаторных (взаимоиндуктивных) преобразователей (графы 7÷12).

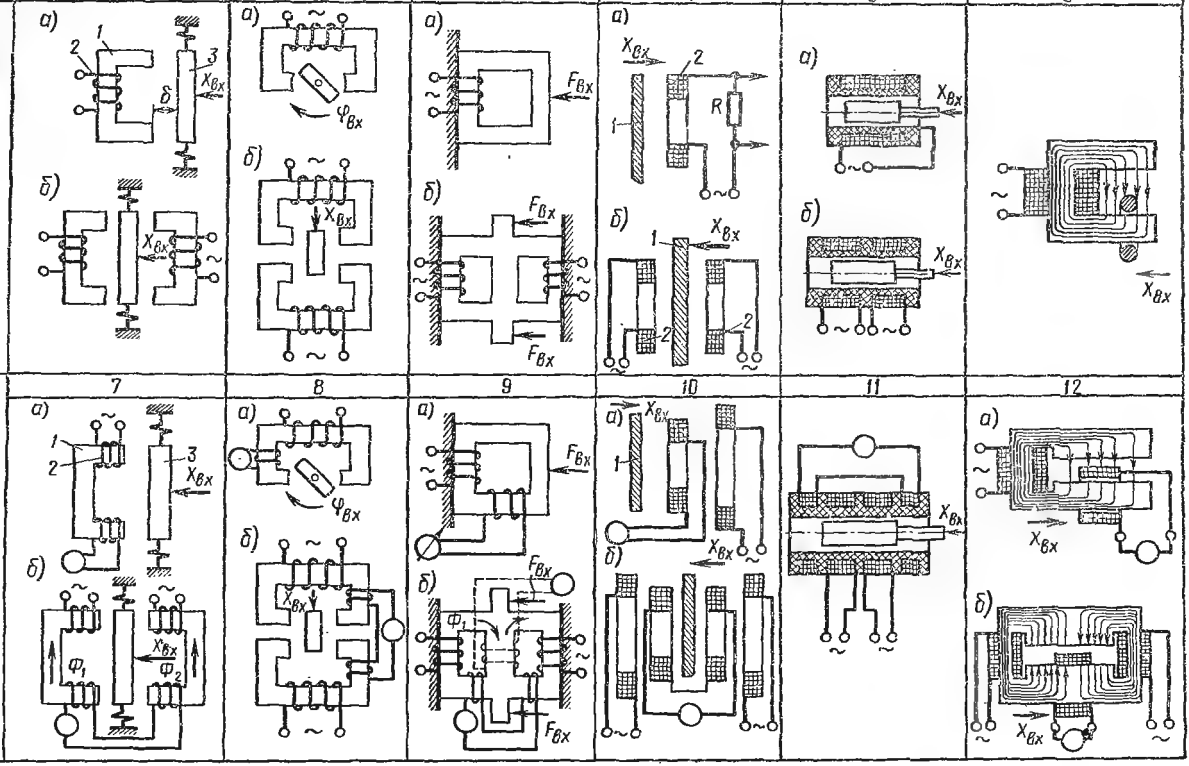
Как и любой параметрический преобразователь, индуктивный преобразователь может выполняться одинарным (в табл. 9.1 обозначены буквой *а*) и дифференциальным, т. е. с двумя магнитными системами, изменяющими свои параметры в разных направлениях (обозначены буквой *б*).

Индуктивность катушки можно изменить также путем изменения площади воздушного зазора (графа 2), изменением механического напряжения в ферромагнитном сердечнике и, следовательно, его магнитной проницаемости (графа 3). Преобразователи последнего вида, выполняемые с замкнутой ферромагнитной цепью, получили специальное наименование магнитоупругих (см. § 9.2).

Преобразователи с изменяющимися потерями на вихревые токи (графа 4) основаны на том, что при помещении проводящего тела *1* в переменное магнитное поле преобразователя (катушка *2*) в этом теле возникают вихревые токи, создающие магнитное поле, направленное навстречу основному. В результате этого параметры катушки (индуктивность и активное сопротивление) изменяются и, следовательно, между перемещением проводящего тела (например, металлического листа или короткозамкнутого витка) и параметрами катушки возникает функциональная зависимость. Как правило, такого рода преобразователи работают удовлетворительно только при высокой частоте источника питания (до нескольких мегагерц включительно) и называются токовихревыми преобразователями.

Таблица 9.1

Преобразователи	С изменяющейся длиной воздушного зазора	С изменяющейся площадью воздушного зазора	С изменяющейся магнитной проницаемостью сердечника (магнитоупругие)	С изменяющимися потерями на вихревые токи	С подвижным сердечником	С распределенными параметрами
Индуктивные	1	2	3	4	5	6
Взаимоиндуктивные	7	8	9	10	11	12



Для измерения больших перемещений (более 1 мм) получили применение преобразователи с подвижным ферромагнитным сердечником (графа 5).

И, наконец, для измерения еще больших перемещений (более 1 см) применяются преобразователи с распределенными параметрами (графа 6). В этих преобразователях конфигурацию магнитной системы делают такой, чтобы при перемещении подвижной катушки в воздушном зазоре изменялся магнитный поток, сцепляющийся с неподвижной катушкой (в случае короткозамкнутого подвижного витка, как это изображено в графе 6) или изменялся полный поток, сцепляющийся с подвижной катушкой при ее перемещении (графа 12). Вследствие этого э. д. с., возникающая в катушке, будет являться функцией ее перемещения.

Магнитные цепи преобразователей выполняются как из листовой, так и из сплошной стали. В сплошных ферромагнитных сердечниках наблюдается поверхностный эффект, приводящий к уменьшению чувствительности, в связи с чем такие магнитные системы применяются или при малых габаритах, когда изготовление преобразователя из листовой стали затруднительно, или, когда по конструктивным соображениям листовой материал использовать невозможно.

С появлением магнитномягких ферритов наблюдается тенденция широкого использования их в качестве магнитных систем индуктивных преобразователей. Такие преобразователи выполняются малогабаритными (диаметром 3 мм и меньше) и могут работать при повышенных частотах источника питания (сотни килогерц) без проявления в них поверхностного эффекта и заметных потерь.

Наибольшее применение получили преобразователи с изменяющейся длиной или площадью воздушного зазора и среди них дифференциальные преобразователи в силу присущих им преимуществ по сравнению с одинарными (см. § 15.3).

Свойства. В первом приближении, пренебрегая активным сопротивлением катушки и магнитным сопротивлением участков стали, индуктивность преобразователя

$$L = w^2/R_\delta = w^2 \mu_0 s/\delta,$$

где w — число витков катушки; $R_\delta = \delta/\mu_0 s$ — магнитное сопротивление воздушного зазора; δ — длина воздушного зазора; μ_0 — магнитная постоянная; s — эффективная площадь воздушного зазора*.

Из этого выражения можно получить приближенное уравнение преобразования для $w = \text{const}$.

Полный дифференциал L:

$$dL = \frac{\partial L}{\partial s} ds + \frac{\partial L}{\partial \delta} d\delta.$$

* Эффективная площадь воздушного зазора не равна (а всегда больше) площади ферромагнитных полюсов, образующих этот зазор. Объясняется это боковым распором силовых линий поля в зазоре, в связи с чем эффективная площадь зазора зависит от длины самого зазора.

Переходя к конечным приращениям Δs и $\Delta\delta$, получим уравнение преобразования

$$\Delta L = \frac{w^2 \mu_0}{\delta_0} \Delta s - \frac{w^2 \mu_0 s_0}{(\delta_0 + \Delta\delta)^2} \Delta\delta,$$

где s_0 и δ_0 — начальные значения s и δ (когда входная величина $X_{вх} = 0$). Из этого уравнения находим чувствительность S_δ преобразователя к изменению длины зазора ($s = \text{const}$):

$$S_\delta = \frac{\Delta L}{\Delta\delta} = -\frac{L_0}{\delta_0 [1 + (\Delta\delta/\delta_0)]^2}, \tag{9.1}$$

и чувствительность S_s к изменению площади ($\delta = \text{const}$):

$$S_s = \Delta L / \Delta s = L_0 / s_0, \tag{9.2}$$

где $L_0 = w^2 \mu_0 s_0 / \delta_0$ — начальное значение индуктивности преобразователя при $\delta = \delta_0$ и $s = s_0$.

При сделанных допущениях полное электрическое сопротивление преобразователя будет равно его индуктивному сопротивлению:

$$z = \omega L = \omega w^2 \mu_0 s / \delta. \tag{9.3}$$

Относительное изменение сопротивления при изменении зазора

$$S_\delta' = \frac{\Delta z / z_0}{\Delta\delta / \delta_0} = -\frac{1}{[1 + (\Delta\delta/\delta_0)]^2}, \tag{9.4}$$

где z_0 — начальное значение электрического сопротивления преобразователя ($X_{вх} = 0$).

Из выражения (9.3) видно, что электрическое сопротивление преобразователя является линейной функцией площади зазора s и нелинейной (гиперболической) функцией длины зазора δ. Иначе говоря, чувствительность преобразователя к изменению длины зазора не постоянна и зависит от отношения $\Delta\delta/\delta_0$ [уравнение (9.4)]. Чувствительность же к изменению площади [уравнение (9.2)] постоянна и не зависит от величины изменения Δs.

В связи со сказанным, для преобразователей с изменяющейся длиной воздушного зазора максимальное значение $\Delta\delta/\delta_0$ не превосходит 0,2 для одинарных преобразователей и 0,4 для дифференциальных. При указанных значениях $\Delta\delta/\delta_0$ нелинейность преобразования не превышает одного процента. Однако, как видно из (9.3), проводимость преобразователя $Y = 1/z$ линейно зависит от δ, и если измерять при изменении зазора ток I, проходящий через обмотку преобразователя, при заданном напряжении U на его зажимах, то может быть получена высокая линейность преобразования даже у одинарного преобразователя (при $\Delta\delta/\delta_0$ — до $0{,}8 \div 0{,}9$), так как:

$$I = (U / \omega w^2 \mu_0 s)(\delta_0 \pm \Delta\delta).$$

Рассмотрим теперь взаимоиндуктивные преобразователи, для которых зависимость магнитного потока от длины зазора имеет тоже ги-

перболический вид, и, следовательно, э. д. с. в измерительной обмотке будет являться нелинейной функцией δ.

Для «идеального» преобразователя мгновенное значение магнитного потока:

$$\Phi_t = iw/R_\delta = w\mu_0 si/\delta,$$

где i — мгновенное значение тока в обмотке возбуждения.

Э. д. с., индуктируемая в измерительной обмотке,

$$e = -w_2 \frac{d\Phi_t}{dt} = -\frac{w_2 w\mu_0 s}{\delta} \cdot \frac{di}{dt},$$

где w_2 — число витков обмотки.

Если преобразователь работает в режиме заданного тока ($i = I_m \sin \omega t$), то

$$e = -\frac{w_2 w\mu_0 s}{\delta} \omega I_m \cos \omega t.$$

Действующее же значение э. д. с.

$$E = \frac{w_2 w\mu_0 s}{\delta} \omega I = k \frac{s}{\delta}, \qquad \text{(а)}$$

где I — действующее значение тока; $k = w_2 w\mu_0 \omega I$. Выражение (а) является уравнением преобразования.

При постоянных w_2, w, μ_0, ω и I будем иметь

$$dE = \frac{\partial E}{\partial s} ds + \frac{\partial E}{\partial \delta} d\delta$$

или

$$\Delta E = k\frac{\Delta s}{\delta_0} - ks \frac{\Delta\delta}{(\delta_0 + \Delta\delta)^2}.$$

Чувствительность к изменению зазора ($s = \text{const}$)

$$S_\delta = \frac{\Delta E}{\Delta\delta} = -\frac{ks_0}{\delta_0^2\left(1 + \frac{\Delta\delta}{\delta_0}\right)^2} = -\frac{E_0}{\delta_0 [1 + (\Delta\delta/\delta_0)]^2},$$

а чувствительность к изменению площади ($\delta = \text{const}$)

$$S_s = \Delta E/\Delta s = k/\delta_0 = E_0/s_0,$$

где $E_0 = ks_0/\delta_0$ — начальное значение индуктированной в измерительной обмотке э. д. с. (при $X_{вх} = 0$).

Сравнивая с выражениями (9.2) и (9.1), видим, что чувствительности трансформаторного преобразователя при неизменных I и ω отличаются от таковых для индуктивного преобразователя лишь постоянным множителем (L_0 и E_0). Вместе с этим из приведенных выражений следует, что чувствительности S_δ и S_s трансформаторных преобразователей растут с ростом частоты источника питания и тока в обмотке возбуждения [см. выражение (а) для E].

В ферромагнитных участках магнитопровода преобразователей существуют потери на гистерезис и вихревые токи, в связи с чем при изменении магнитного сопротивления могут изменяться активная и реактивная составляющие электрического сопротивления преобразователя, а выходной сигнал будет изменяться не только по модулю, но и по фазе [9]. Однако изменение по фазе можно сделать пренебрежимо малым, если преобразователь будет работать в режиме заданного напряжения. Это свойство индуктивных преобразователей позволяет в самоуравновешивающихся измерительных устройствах осуществлять уравновешивание только по одной составляющей.

Для обеспечения режима заданного напряжения сопротивление нулевого указателя в диагонали мостовой цепи должно быть в 5÷10 раз меньше сопротивления каждого из плеч моста.

Если ферромагнитный сердечник выполнен из сплошного материала и наблюдается резко выраженный поверхностный эффект, то чувствительность преобразователя представляет довольно сложную функцию параметров преобразователя, магнитной проницаемости и удельной электрической проводимости материала сердечника, геометрии магнитной цепи, а также частоты источника питания. Кроме того, чувствительность таких преобразователей, при прочих равных условиях, ниже чувствительности преобразователей, у которых поверхностный эффект в магнитной цепи отсутствует.

При эксплуатации индуктивных преобразователей следует учитывать электромеханическую силу, действующую на подвижный сердечник. Эта сила, как известно, равна:

для преобразователей с изменяющейся длиной воздушного зазора

$$F\delta = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial}{\partial \delta}(I^2 L);$$

для преобразователей с изменяющейся площадью воздушного зазора

$$F_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial}{\partial s}(I^2 L).$$

Полагая в первом приближении $I = \text{const}$, имеем соответственно

$$F\delta = \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial \delta} \quad \text{и} \quad F_s = \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial s}.$$

Мгновенное значение силы изменяется с частотой, равной удвоенной частоте источника питания, и поэтому необходимо, чтобы во избежание резонанса собственная частота подвижной части не была близка к удвоенной частоте тока питания.

Динамические характеристики индуктивных преобразователей определяются в основном параметрами подвижной механической системы, которая в большинстве случаев является колебательной (см. § 3.12). Для преобразователей с легкой подвижной ферромагнитной мембраной, выполняющей роль подвижного сердечника, частота свободных колебаний достигает в отдельных случаях значительных величин (5÷10 кГц), и поэтому такие преобразователи пригодны для измерения

достаточно быстро изменяющихся величин (до 1÷3 кГц). Для преобразователей с подвижным сердечником резонансная частота значительно ниже и редко превышает 1 кГц, в связи с чем они используются для измерения величин, изменяющихся с частотой не более 500÷600 Гц.

Измерительные цепи. Наибольшее практическое применение находят мостовые измерительные неравновесные цепи переменного тока, в одно или два соседних плеча которых включаются соответственно одинарный или дифференциальный преобразователи.

На рис. 9.1 в качестве примера представлена одна из мостовых цепей с дифференциальным преобразователем. Сопротивление R_c и емкость C служат для уравновешивания моста по реактивной составляющей, а сопротивление R_0 — по активной. Для плавной регулировки моста надо, чтобы $R_0 \ll R$. Для обеспечения знакочувствительности магнитоэлектрический указатель *Ук* включается через усилитель *У* и фазочувствительный демодулятор *ФД*.

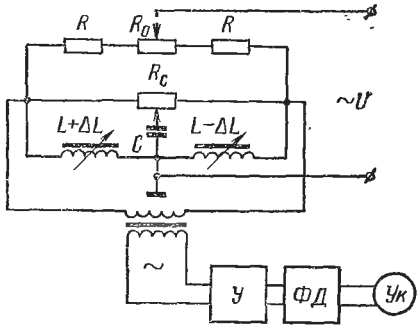


Рис. 9.1

Для взаимоиндуктивных преобразователей применяют обычные методы измерения напряжения переменного тока. При необходимости определения знака измеряемой величины используют фазочувствительные демодуляторы. Относительно большая мощность (до нескольких десятков ватт) позволяет в ряде случаев применять простейшие измерительные цепи без усилителей.

Погрешности и области применения. При работе индуктивных преобразователей в неравновесных мостовых цепях основная доля погрешности обусловлена нестабильностью напряжения питания моста (1% изменения напряжения вызывает 1% погрешности) и частоты питания (примерно 0,2% на 1% изменения частоты), а также формой кривой. В равновесных мостовых цепях перечисленные погрешности могут быть снижены до 0,5÷0,1%.

Температурная погрешность связана с зависимостью магнитной проницаемости сердечника от температуры, а также с изменением активного сопротивления обмотки. При идеальной симметрии половин дифференциальных преобразователей в равновесном режиме эта погрешность практически отсутствует.

Промышленностью выпускаются разнообразные индуктивные преобразователи для измерения перемещений от нескольких микрометров до десятков сантиметров. Они находят применение в микрометрах, толщиномерах, в приборах для измерения толщины покрытий и уровнемерах.

Изготовляются также: индуктивные динамометры для измерения сил от десятков долей ньютона до десятков и сотен ньютонов; мано-

метры с пределом измерения от 10^{-3} Н/м² до десятков тысяч ньютонов на 1 м²; акселерометры на пределы измерений от 10^{-2} g до сотен единиц земного ускорения. Наличие сил притяжения якоря обусловивает возможность использования преобразователей лишь для измерения достаточно больших сил (не менее 10^{-2} Н).

Преобразователи с изменяющейся длиной зазора можно применять и для измерения толщины покрытия. На рис. 9.2 схематически показано устройство индуктивного (*а*) и взаимоиндуктивного (*б*) преобразователей, предназначенных для указанной цели. Если подложка *1*, на которой находится покрытие *2*, выполнена из стали, то данный способ пригоден для измерения толщин как изолирующих материалов (например, краски), так и неферромагнитных материалов. Если же подложка выполнена из изолятора или неферромагнитного материала, то такой способ применим для измерения толщины ферромагнитного покрытия. Наконец, если подложка—из изолирующего материала, а слой—из металла, то вихревые токи, возникающие в слое, будут являться функцией толщины покрытия, и, следовательно, значения индуктивности и активного сопротивления катушки будут зависеть от толщины покрытия.

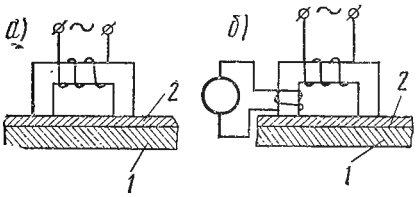


Рис. 9.2

§ 9.2. Магнитоупругие преобразователи

Принцип действия и устройство. Магнитоупругий преобразователь представляет собой, как уже отмечалось, разновидность индуктивного преобразователя с замкнутым ферромагнитным сердечником.

Электрическое сопротивление преобразователя изменяется вследствие изменения магнитной проницаемости сердечника, вызываемого механическими напряжениями, возникающими от действия на сердечник механической силы. Эффект изменения магнитных свойств материалов под влиянием механических деформаций называется магнитоупругим эффектом. Существует также и обратное явление: ферромагнитное тело, внесенное в магнитное поле, изменяет свои размеры, т. е. деформируется. Такого рода явление принято называть магнитострикционным эффектом (используется в возбудителях ультразвуковых колебаний).

На рис. 9.3 схематически показаны примеры устройства магнитоупругих преобразователей.

Преобразователи продольного сжатия (рис. 9.3, *а* и третья графа табл. 9.1) изготовляют, как правило, из сплошного материала и реже из листового материала. Преобразователи поперечного сжатия (рис. 9.3, *б*) изготовляют из листовой электротехнической стали или никелевого сплава типа пермаллой; в этом случае сердечник *1* помещают в специальную оправу *2*, которая служит для передачи усилия

на сердечник. Преобразователь, применяемый для измерения деформаций (рис. 9.3, *в*), представляет собой тонкий лист из пермаллоя *1* со специальной выпуклой выштамповкой *2*, наклеиваемый на исследуемую деталь *3*. Магнитопровод преобразователя, образованный частями *1* и *2*, подвергаясь деформации, изменяет свое магнитное сопротивление. Магнитоупругий преобразователь взаимоиндуктивного типа (рис. 9.3, *г*) основан на явлении анизотропных свойств ферромагнитных тел при их деформации. При отсутствии деформации магнитный поток намагничивающей катушки *1* благодаря изотропным свойствам (по магнитной проницаемости) сердечника при $F = 0$ практически не

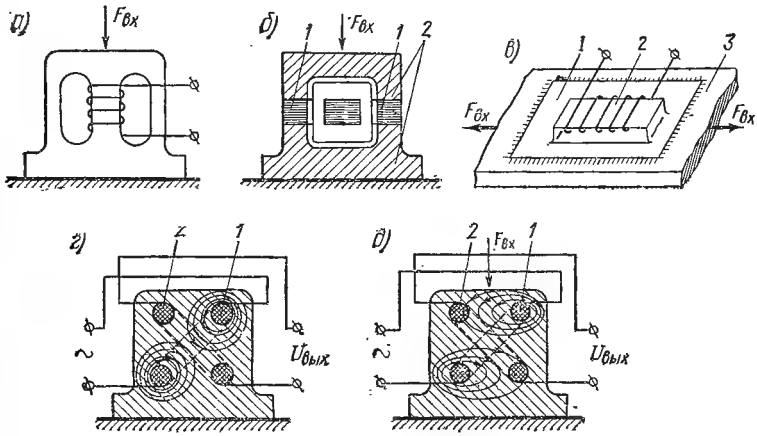


Рис. 9.3

сцепляется с измерительной катушкой *2*, вследствие чего наводимая в ней э. д. с. равна нулю. Сжатие сердечника (рис. 9.3, *д*) приводит к тому, что в плоскости, перпендикулярной действию силы $F_{вх}$, магнитная проницаемость сердечника становится больше, чем в направлении действия силы, ввиду чего происходит изменение конфигурации магнитного потока в сердечнике и появляется э. д. с. в измерительной катушке.

Свойства. Как правило, активное сопротивление преобразователя можно не учитывать, так как оно составляет обычно не более 5% от полного электрического сопротивления преобразователя. Если пренебречь, кроме того, и потерями в сердечнике на гистерезис и вихревые токи (которые действительно малы в сердечниках из листовых материалов), то для индуктивности преобразователя можно написать:

$$L = w^2/R_м = w^2 \mu s/l, \tag{9.5}$$

где $R_м$ — магнитное сопротивление магнитопровода, а для модуля электрического сопротивления —

$$z = \omega L = \omega w^2 (\mu s/l), \tag{9.6}$$

где $l/\mu s$ — магнитное сопротивление сердечника преобразователя; μ, s — соответственно его магнитная проницаемость и площадь; l — средняя длина магнитной цепи.

Из (9.5) при $w = \text{const}$

$$dL = \frac{\partial L}{\partial \mu} d\mu + \frac{\partial L}{\partial s} ds + \frac{\partial L}{\partial l} dl,$$

откуда, переходя к конечным приращениям $\Delta\mu$, Δs и Δl, найдем

$$\Delta L = L_0 \left\{ \frac{\Delta\mu}{\mu} + \frac{\Delta s}{s} - \frac{\Delta l}{l} \cdot \frac{1}{[1 + (\Delta l/l)]^2} \right\},$$

где L_0 — начальное значение индуктивности (при отсутствии силы). Следовательно, для относительного изменения индуктивности

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta\mu}{\mu} + \frac{\Delta s}{s} - \frac{\Delta l}{l} \cdot \frac{1}{[1 + (\Delta l/l)]^2}.$$

Учитывая, что $\Delta s/s = -k_П \Delta l/l$ (где $k_П$ — коэффициент Пуассона) и $\Delta l/l \ll 1$ в пределах упругих деформаций, относительная чувствительность к деформации:

$$S_L = \frac{\Delta L/L_0}{\Delta l/l} = \left[\frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l} - (k_П + 1) \right] = S_\mu - (k_П + 1),$$

где $S_\mu = \frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l}$ — магнитоупругая чувствительность, характеризующая материал сердечника преобразователя.

Для материалов типа пермаллой S_μ достигает значения 200 и более. Поэтому, поскольку $S_\mu \gg (k_П + 1)$, для относительной чувствительности преобразователя с достаточной точностью можно принять:

$$S_l = \frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l} = S_\mu.$$

Действительная чувствительность преобразователя при учете сопротивления катушки и потерь в сердечнике будет несколько меньше его магнитоупругой чувствительности.

Соотношение (9.6) позволяет доказать, что относительное изменение электрического сопротивления S_z магнитоупругого преобразователя равно его относительной чувствительности S_μ:

$$S_z = \frac{\Delta z/z}{\Delta l/l} = S_l = S_\mu.$$

На практике пользуются также понятием относительной чувствительности S_σ преобразователя к механическому напряжению σ:

$$S_\sigma = \frac{\Delta z/z}{\sigma} = \frac{\Delta z/z}{E(\Delta l/l)} = \frac{S_z}{E},$$

где $\sigma = E(\Delta l/l)$; E — модуль упругости.

Выражение для чувствительности к механической силе при сечении преобразователя s будет иметь вид:

$$S_F = \frac{\Delta z/z}{F} = \frac{S_\delta}{s} = \frac{S_z}{sE}.$$

Можно показать, что чувствительность преобразователя со сплошным сердечником, при прочих равных условиях, примерно в два раза меньше чувствительности преобразователя с сердечником из листового материала. Преобразователи из листовой стали, хотя и проще в изготовлении, но менее стабильны в работе вследствие изменения воздушного зазора сочленяемых частей магнитной цепи, наличие которого неизбежно. В связи с этим магнитоупругие преобразователи чаще всего выполняют из сплошной стали.

Измерительные цепи магнитоупругих преобразователей аналогичны таковым для индуктивных и взаимоиндуктивных преобразователей.

Динамические свойства магнитоупругого преобразователя определяются, главным образом, свойствами измерительной цепи, а не самого преобразователя, так как последний представляет собой колебательную механическую систему с распределенными параметрами, имеющими достаточно высокую частоту свободных колебаний (десятки килогерц).

Погрешности [27]. Погрешность от магнитоупругого гистерезиса обусловлена невоспроизводимостью магнитного состояния преобразователя при его нагрузке и разгрузке. Расхождение значений $\Delta\mu/\mu = f(F)$ при первом цикле нагрузки и разгрузки достигает в ряде случаев 10% и более. После многократной нагрузки и разгрузки это расхождение снижается до 1% и сохраняется в дальнейшем. В связи с этим практикуют «тренировку» преобразователя при номинальной нагрузке.

Механические напряжения в сердечнике должны быть, как показывает опыт, в шесть-семь раз меньше предела упругости материала. Для улучшения стабильности магнитных характеристик сердечника преобразователя рекомендуется «естественное старение» преобразователя в течение нескольких месяцев после его изготовления.

Погрешность, вызываемая колебаниями намагничивающего тока, обусловлена изменениями магнитной проницаемости сердечника и магнитоупругой чувствительности. Для уменьшения этой погрешности предпочтительно выбирать такое значение тока, при котором сердечник работал бы при напряженности магнитного поля, соответствующей максимальной магнитной проницаемости. При этом условии погрешность не превышает 0,3÷0,4% на 1% колебания напряжения источника питания.

Температурная погрешность может быть вызвана изменениями активного сопротивления обмотки, магнитной проницаемости и магнитоупругой чувствительности. Изменение активного сопротивления обычно мало по сравнению с полным сопротивлением преобразователя и практически им можно пренебречь. Изменение магнитной проницаемости под влиянием температуры может быть как положительным, так и отрицательным, в зависимости от сорта материала и значения

напряженности магнитного поля в сердечнике. По имеющимся данным, температурная погрешность лежит в пределах 0,5—1,5% на 10° С.

Области применения. Магнитоупругие преобразователи применяются для измерения больших ($10^5 \div 10^6$ Н) сил и давлений в трудных условиях эксплуатации. Несмотря на сравнительно низкую точность приборов с магнитоупругими преобразователями ($3 \div 5\%$), благодаря простоте конструкции и высокой надежности, их применяют для контроля сил, действующих на различные механизмы в полевых условиях (например, нефтепромыслах), давлений и крутящих моментов в буровых колонках, сил резания в процессе обработки металлов и др.

§ 9.3. Индукционные преобразователи

Индукционный преобразователь представляет собой сочетание постоянного магнита или электромагнита (в редких случаях) и катушки. При изменении магнитного потока Φ, сцепляющегося с обмоткой катушки, в ней индуктируется э. д. с.:

$$e = -w(d\Phi/dt),$$

где w — число витков катушки.

Магнитный поток может изменяться либо при изменении положения катушки в магнитном поле, либо вследствие изменения магнитного сопротивления пути магнитного потока. В соответствии с этим различают преобразователи (табл. 9.2) с подвижной катушкой или магнитом (графа 1), с подвижным ферромагнитным сердечником (графа 2) и преобразователи, основанные на магнитоупругом эффекте (графа 3).

В преобразователях с подвижной поступательно перемещающейся катушкой индуктируется э. д. с.:

$$e = -Bl(dx_{вх}/dt) = -B\pi Dw(dx_{вх}/dt) = S_1(dx_{вх}/dt),$$

где B—индукция в воздушном зазоре магнита; $l = \pi Dw$ — активная длина обмотки катушки; D — средний диаметр катушки; $x_{вх}$ — линейное перемещение катушки; $S_1 = -B\pi Dw$ — чувствительность преобразователя.

В преобразователях с подвижным сердечником индуктируется э. д. с.:

$$e = -w(d\Phi/dt) = -w(d/dt)(F/R_м) = wF(1/R_м^2)(dR_м/dt),$$

где F—магнитодвижущая сила магнита.

Полагая, что $R_м$ связано с $x_{вх}$ выражением

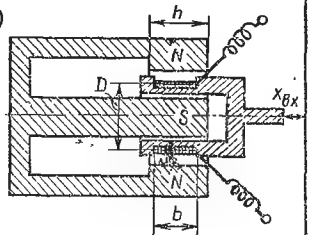
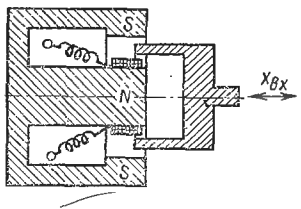
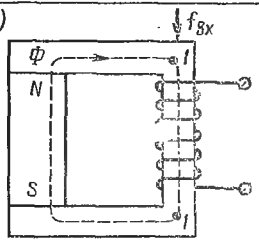
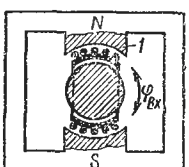
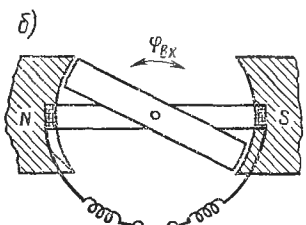
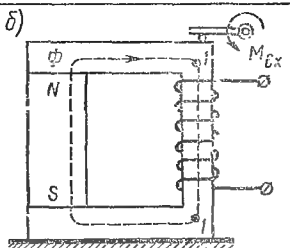
$$R_м = R_{м0}(1 + k_0 x_{вх}),$$

где k_0—постоянная; $R_{м0}$—магнитное сопротивление магнитопровода при $x_{вх} = 0$, и считая $\Delta R_м \ll R_{м0}$, получим уравнение преобразования в виде:

$$e = wF(k_0/R_{м0})(dx_{вх}/dt) = S_e(dx_{вх}/dt),$$

где $S_e = wF(k_0/R_{м0})$ — чувствительность преобразователя.

Таблица 9.2

Преобразователи	С подвижной катушкой	С подвижным ферромагнитным сердечником	С деформируемым ферромагнитным сердечником (на основе магнитоупругого эффекта)
	1	2	3
С линейным перемещением	а) 	а) 	а) 
С угловым перемещением	б) 	б) 	б) 

Аналогичные уравнения преобразования можно получить и для преобразователя с угловым перемещением, для которых вместо $dx_{вх}/dt$ будет угловая скорость $\omega = d\varphi_{вх}/dt$.

В преобразователях третьего типа (графа 3 табл. 9.2) участок *1—1* магнитной цепи подвергается действию переменной во времени силы $f_{вх}$ (момент $M_{вх}$ преобразуется в $f_{вх}$), и вследствие магнитоупругого эффекта изменяется магнитное сопротивление этого участка. Это изменение сопротивления вызывает изменение магнитного потока, сцепляющегося с катушкой, в которой возникает э. д. с., пропорциональная скорости изменения $f_{вх}$. Можно показать, что и в этом случае уравнение преобразования имеет вид:

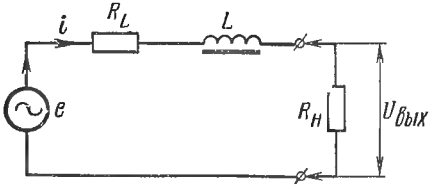


Рис. 9.4

$$e = S_\mu (dl_{1-1}/dt) = S_\mu' (df_{вх}/dt),$$

где l_{1-1} — длина участка магнитопровода, подвергающегося деформации: S_μ и S_μ' — соответствующие чувствительности.

Таким образом, в общем случае для индукционных преобразователей уравнение преобразования можно написать в виде:

$$e = S (dx_{вх}/dt),$$

где S — чувствительность преобразователя, зависящая от конструкции; $x_{вх}$ — входная величина преобразователя (линейное или угловое перемещение, или сила).

При эксплуатации индукционных преобразователей следует принимать во внимание частотные погрешности, возникающие в результате наличия индуктивности обмотки преобразователя.

Эквивалентная электрическая цепь индукционного преобразователя представлена на рис. 9.4. На схеме R_L и L — активное сопротивление и индуктивность катушки; $R_н$ — сопротивление нагрузки. Для этой цепи при нулевых начальных условиях выражение для операторной чувствительности имеет вид:

$$S(p) = U_{вых}/x_{вх} = SR_н p/(R_н + R_L + Lp) = S_0 [\tau p/(1 + \tau p)], \qquad (9.7)$$

где $\tau = L/(R_н + R_L)$—постоянная времени цепи; $S_0 = SR_н/L$— коэффициент пропорциональности (чувствительность преобразователя при $\tau p \gg 1$).

Сравнивая выражение (9.7) с динамической чувствительностью дифференцирующего звена (см. § 3.10), видим их полную идентичность, т. е. все свойства дифференцирующего звена будут присущи индукционному преобразователю. Вместе с этим следует иметь в виду, что уравнение (9.7) учитывает лишь инерционность электрической цепи преобразователя и выведено в предположении, что при любых частотах входное перемещение $x_{вх}$ равно и совпадает по фазе с перемещением обмотки катушки преобразователя (или перемещением якоря—для преобразователей с подвижным сердечником). При достаточно же высоких часто-

тах перемещений следует также учитывать динамические свойства механической системы. В целом, на высоких частотах работа преобразователя описывается дифференциальным уравнением третьего или более высокого порядка.

Из рассмотренных разновидностей преобразователей наибольшее применение получили преобразователи с подвижной катушкой, так как при надлежащей конструкции они обеспечивают хорошую линейность и высокую точность преобразования линейной скорости в напряжение. Преобразователи с вращающейся катушкой широко используются в приборах для измерения скорости вращения — тахометрах, а также для измерения вращающих моментов.

Преобразователи с изменяющимся магнитным сопротивлением обладают значительной нелинейностью и гистерезисом. В связи с этим они применяются лишь в приборах с частотной или фазовой модуляцией. В сочетании с интегрирующими и дифференцирующими цепями преобразователи используются для измерения перемещений и ускорений, в частности для измерения амплитуд вибрации от сотых долей миллиметра до нескольких миллиметров.

При интегрировании выходной э. д. с. преобразователя на выходе интегрирующего устройства получается напряжение:

$$u = \int e dt = \int S \frac{dx_{вх}}{dt} dt = S x_{вх},$$

прямо пропорциональное $x_{вх}$.

Дифференцирующее устройство, установленное на выходе преобразователя, дает напряжение, пропорциональное производной от выходного напряжения преобразователя, т. е. угловому (линейному) ускорению, или второй производной силы.

Благодаря тому, что значение выходной величины индукционных преобразователей, как правило, достаточно велико (от долей вольта до десятков вольт), возможно применение простых измерительных устройств, например вольтметра, включаемого на зажимы преобразователя.

Рассматриваемые преобразователи обладают высокой чувствительностью, что позволяет измерять малые перемещения, скорости, ускорения и другие величины, изменяющиеся с частотой до 15—30 кГц. Погрешность преобразователей с постоянным магнитом и подвижной катушкой составляет 0,2÷0,5%.

Глава X

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

К электростатическим относятся емкостные, пьезоэлектрические и электретные преобразователи, т. е. такие преобразователи, в которых носителем выходной измерительной информации является или емкостное сопротивление или электрический заряд. Общей чертой этих преобразователей является то, что все они в эквивалентной электрической схеме описываются дифференциальными уравнениями преобразования первого порядка. Измерительные цепи с этими преобразователями имеют дифференцирующие свойства.

§ 10.1. Пьезоэлектрические преобразователи

Принцип действия и устройство. Если к пластине, определенным образом вырезанной из некоторых кристаллов, приложить механическое усилие, то на ее гранях возникают электрические заряды. Наоборот, внешнее электрическое поле, действуя на эти же грани, вызывает механическую деформацию кристалла. Первое из указанных явлений называется прямым пьезоэлектрическим эффектом, а второе — обратным пьезоэлектрическим эффектом.

Вещества, у которых наблюдаются такие свойства, называются пьезоэлектриками. Типичным представителем пьезоэлектриков является кварц (двуокись кремния) с ненарушенной кристаллической решеткой*. В кристаллах кварца различают следующие главные кристаллографические оси (рис. 10.1, *а*): продольную, или оптическую, ось Z; электрические оси X, проходящие через ребра шестигранной призмы кристалла нормально к оптической оси (таких осей три); механические, или нейтральные, оси Y, нормальные к граням кристалла (таких осей тоже три).

Если из кристалла кварца вырезать параллелепипед так, чтобы его грани были параллельны указанным выше главным осям (так называемый X-срез), то под действием силы F_x в направлении оси X на гранях, параллельных механической оси, появится электрический заряд q (рис. 10.1, *б*):

$$q = d_{11} F_x, \tag{10.1}$$

где d_{11} — пьезоэлектрическая постоянная (пьезоэлектрический модуль), зависящая от свойств материала.

Пьезоэффект, наблюдаемый при действии силы F_x, носит название продольного; значение заряда при этом не зависит от геометрических размеров пьезоэлемента, а определяется лишь значением силы. Знак заряда изменяется с изменением знака F_x.

---

* Плавленный кварц, т. е. кварц с нарушенной кристаллической решеткой, пьезоэлектрическими свойствами не обладает.

Если сила F_y направлена вдоль оси Y, то в этом случае наблюдается так называемый поперечный пьезоэффект, а заряд, возникающий на тех же гранях, что и при продольном эффекте,

$$q = -d_{11}(y/x)F_y, \qquad (10.1а)$$

где x и y — размеры пьезоэлемента в направлениях осей X и $У$.

Знаки поляризации при поперечном и продольном пьезоэффектах противоположны, т. е. при сжимающей силе F_x возникает заряд того же знака, что и при растягивающей силе F_y, и наоборот. При действии силы по направлению оси Z пьезоэлектрический эффект не наблюдается.

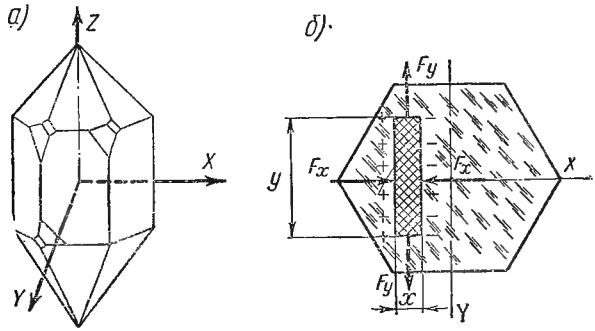


Рис. 10.1

Если параллелепипед вырезан из кристалла не в направлениях главных осей (или силы действуют под углом к этим осям), то возникающие заряды будут меньше, чем рассчитываемые по формулам (10.1) и (10.1а).

Свойства пьезоэлектрических материалов. В электроизмерительной технике наибольшее применение получили кварц и титанат бария.

Кварц — природный или синтетический материал: очень стоек к воздействиям температуры и влажности; механически прочен ($\sigma_{max} = 70 \div 100$ Н/мм^2); имеет незначительный коэффициент линейного расширения; удельное объемное сопротивление — порядка 10^{16} Ом/м, но сильно зависит от температуры и имеет неодинаковое значение в направлении различных осей; пьезомодуль ($d_{11} = 2{,}1 \cdot 10^{-12}$ Кл/Н) практически не зависит от температуры в пределах до 200° С, а в диапазоне (200—500)° С изменяется незначительно; при 573° С теряет пьезоэлектрические свойства.

Титанат бария ($BaTiO_3$) — синтетический материал (искусственно поляризованная керамика). Свойства титаната бария сильно зависят от примесей, технологии изготовления и значения поляризующего напряжения. Пьезомодуль не остается постоянным и в ряде случаев уменьшается в течение двух лет до 20%; имеет несколько точек структурного перехода; при —80, +10 и +120° С параметры претерпевают резкие изменения. В зависимости от легирующих присадок (ти-

танат кальция, титанат свинца и др.) он может хорошо сохранять постоянство пьезомодуля до +200° С. Основной недостаток керамики титаната бария: нелинейность зависимости заряда от приложенной силы и наличие в этой зависимости гистерезиса. Имеет место также явление изменения диэлектрической постоянной от давления. Однако высокая механическая прочность, большое значение пьезомодуля (примерно в 50 раз больше, чем у кварца) и дешевизна обеспечивают ему широкое применение. Ценным свойством керамики титанатов бария является возможность изготовления пьезоэлементов практически любой формы, в том числе шаровой или цилиндрической с соответствующей радиальной поляризацией. В последнее время широко применяется керамика цирконат-титанат-свинца, обладающая наиболь-

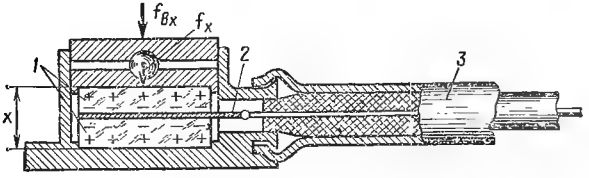


Рис. 10.2

шим пьезомодулем, стабильность которого сохраняется до значительно более высоких температур, чем у $BaTiO_3$. Так, керамика ЦТС-8 имеет пьезомодуль, в четыре раза больший чем $BaTiO_3$.

Некоторые пьезоэлектрические материалы обладают способностью преимущественной поляризации в определенном направлении при всестороннем сжатии. К таким материалам относятся соль виннокаменной кислоты, турмалин и некоторые другие. Подобные материалы применяются для измерения быстро изменяющихся давлений. Помимо пьезоэлементов, работающих на сжатие (растяжение), находят применение также и пьезоэлементы (так называемые биморфы), работающие на кручение и изгиб.

На рис. 10.2, в качестве иллюстрации, изображено устройство пьезоэлектрического преобразователя для измерения силы f_x. Два пьезоэлемента *1* расположены так, что направления их поляризации противоположны, и возникающий на средней контактной пластине *2* заряд удваивается. Другая контактирующая «обкладка» преобразователя образована корпусом преобразователя и нет необходимости изоляции от него крайних граней пьезоэлементов. Соединение преобразователя с измерительной цепью осуществляется коаксиальным экранированным кабелем *3*.

В связи с тем, что выходное (внутреннее) сопротивление пьезоэлектрического преобразователя велико, а развиваемая им мощность чрезвычайно мала, выходное напряжение преобразователя требует усиления, для чего применяются усилители с большим входным сопротивлением ($10^8 \div 10^{14}$ Ом).

Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического преобразователя и входной цепи усилителя изображена на рис. 10.3, *а*. На рисунке: C_1 — емкость пьезоэлемента; $C_к$ — емкость соединительного кабеля; $C_у$ — входная емкость усилителя; $C_д$ — добавочная (так называемая корректирующая) емкость, подключаемая к усилителю в целях улучшения частотной характеристики в области низких частот; R_1 — активное сопротивление утечек пьезоэлемента (объемное и поверхностное сопротивления); $R_к$ — сопротивление утечек кабеля; $R_у$ — входное сопротивление усилителя.

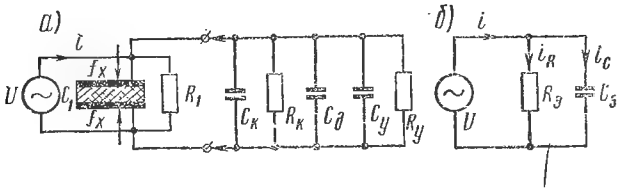


Рис. 10.3

Эквивалентную схему, изображенную на рис. 10.3, *а*, можно представить и в более простом виде (рис. 10.3, *б*). На рисунке: $C_э$ — эквивалентная емкость цепи; $R_э$ — эквивалентное сопротивление цепи;

$$\left.\begin{aligned} C_э &= C_1 + C_к + C_д + C_у; \\ R_э &= \frac{R_1 R_к R_у}{R_1 R_к + R_1 R_у + R_к R_у} \end{aligned}\right\} \qquad (10.2)$$

Для этой цели согласно (10.1) имеем

$$i = dq/dt = d_{11}(df_x/dt), \qquad (10.3)$$

где f_x — мгновенное значение силы, приложенной к пьезоэлементу. С другой стороны, ток i является суммой мгновенных значений токов i_R и i_C, протекающих через сопротивление $R_э$ и емкость $C_э$, т. е.

$$i = i_R + i_C = \frac{U}{R_э} + C_э \frac{dU}{dt}. \qquad (10.4)$$

Из (10.3) и (10.4) найдем уравнение преобразования

$$d_{11}\frac{df_x}{dt} = \frac{U}{R_э} + C_э \frac{dU}{dt},$$

откуда выражение для операторной чувствительности преобразователя будет иметь вид:

$$S(p) = \frac{U}{f_x} = \frac{d_{11} R_э p}{1 + \tau p} = \frac{d_{11}}{C_э} \cdot \frac{\tau p}{1 + \tau p}, \qquad (10.5)$$

где $\tau = R_э C_э$ — постоянная времени цепи.

Следовательно, модуль комплексной чувствительности

$$|\dot{S}| = \frac{|\dot{U}|}{|\dot{F}_x|} = \frac{d_{11}}{C_э} \cdot \frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}, \tag{10.6}$$

где $d_{11}/C_э$ — чувствительность «идеального» безынерционного преобразователя при высоких частотах, когда $(\omega\tau)^2 \gg 1$.

Если пьезоэлектрический преобразователь содержит n параллельно соединенных пьезоэлементов, то суммарный заряд, снимаемый с пьезоэлементов, возрастает соответственно в n раз [28].

Из формулы (10.6) видно, что при $\omega = 0$ чувствительность преобразователя равна нулю. Это объясняется тем, что напряжение на гранях пьезоэлемента при воздействии постоянной силы сохраняется неизменным лишь при отсутствии утечки заряда через сопротивление как самого кристалла, так и нагрузки. Так как это условие равносильно требованию бесконечно большого сопротивления путей утечки заряда, то использование пьезоэлектрических преобразователей для измерения статических сил весьма затруднительно.

Частотные характеристики пьезоэлектрических преобразователей. Погрешности. Из изложенного следует, что пьезоэлектрический преобразователь при учете реальных условий работы является дифференцирующим, так как модуль комплексной чувствительности его (10.6) описывается уравнением дифференцирующего преобразователя [см. формулу (3.10)]. Поэтому для уменьшения частотной погрешности пьезоэлектрических преобразователей в области низких частот стремятся сделать постоянную времени τ по возможности большой, что достигается иногда включением дополнительной емкости $C_д$ для увеличения $C_э$ [см. (10.2)].

Следует иметь в виду, что рассмотренная частотная характеристика преобразователя в эквивалентной электрической цепи не является его полной частотной характеристикой, так как она определяется только электрическими параметрами и не учитывает механических параметров.

При действии на преобразователь переменной силы $f_{вх}$ уравнение преобразования этой силы в деформацию Δx пьезоэлемента имеет вид (см. § 3.12):

$$m\frac{d^2\Delta x}{dt^2} + P\frac{d\Delta x}{dt} + c_0\Delta x = f_{вх} \tag{10.7}$$

или в операторной форме

$$(mp^2 + Pp + c_0)\Delta x = f_{вх}.$$

В общем случае сила $f_{вх}$ (см. рис. 10.2) не равна силе $f_{x_э}$, вызывающей деформацию пьезоэлемента, так как первая является суммой мгновенных сил инерции, силы успокоения и силы упругости пьезоэлемента, выполняющего в данном случае роль пружины*

* Строго говоря, масса m, коэффициент успокоения P и жесткость c_0 рассматриваемой механической системы определяются ее распределенными параметрами.

Сила:

$$f_x = s_x E_x (\Delta x / x),$$

где s_x, E_x, x — соответственно площадь пьезоэлемента, модуль упругости в направлении действия силы и толщина пьезоэлемента в том же направлении. Тогда, с учетом (10.7),

$$f_x = s_x E_x l_{вх} / x (mp^2 + Pp + c_0).$$

Подставив найденное аначение f_x в (10.5), найдем

$$S(p) = \frac{U}{f_{вх}} \cdot \frac{x(mp^2 + Pp + c_0)}{s_x E_x} = \frac{d_{11}}{C_э} \cdot \frac{\tau p}{1 + \tau p}.$$

Следовательно, искомая «электромеханическая» чувствительность преобразователя

$$[S(p)]_{эм} = \frac{U}{f_{вх}} = \frac{d_{11} s_x E_x}{x C_э} \cdot \frac{\tau p}{(1 + \tau p)(mp^2 + Pp + c_0)},$$

откуда

$$\dot{S} = \frac{\dot{U}}{\dot{F}_{вх}} = \frac{d_{11}}{C_э} \cdot \frac{s_x E_x}{xm} \cdot \frac{j\omega\tau}{(1 + j\omega\tau)(\omega^2_0 - \omega^2 + jh\omega)}$$

и

$$|\dot{S}| = \frac{|\dot{U}|}{|\dot{F}_{вх}|} = \frac{d_{11}}{C_э} \cdot \frac{s_x E_x}{xm} \cdot \frac{\omega\tau}{\sqrt{(\omega^2_0 - \omega^2 - h\omega^2\tau)^2 + \omega^2(h + \omega^2_0\tau - \omega^2\tau)^2}}, \quad (а)$$

где

$$\omega^2_0 = c_0/m; \quad h = P/m.$$

На рис. 10.4 приведены кривые частотных характеристик преобразователя: *1* — в эквивалентной электрической схеме; *2* — механическая и *3* — полная, описываемая уравнением (а).

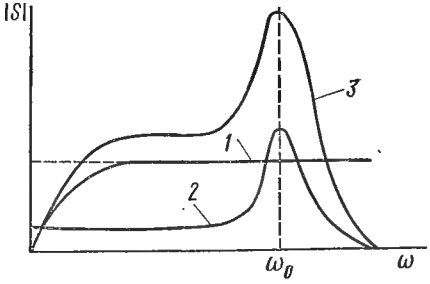


Рис. 10.4

При эксплуатации пьезоэлектрических преобразователей необходимо учитывать так называемый кабельный эффект, существенно затрудняющий использование пьезоэлектрических преобразователей в условиях вибрации, при которых возникают электростатические заряды в изоляции кабеля, взаимодействующие с зарядом на гранях кристалла и искажающие результат измерений. Наблюдения показывают, что напряжение вследствие кабельного эффекта в ряде случаев может быть даже больше основного сигнала (на частотах 60÷80 Гц). Поэтому выпускаются специальные антивибрационные кабели (типа АВК).

Пьезоэлектрические преобразователи применяются для измерения переменных во времени сил (до 10 000 Н), давлений (до 100 Н/мм²) и ускорений (до 1000 g) в диапазоне от 0,5 Гц до 100 кГц.

Главные достоинства этих преобразователей: простота конструкции; малые габариты; высокая надежность; возможность измерения параметров быстроизменяющихся процессов. Наряду с этим имеются и недостатки: невозможность измерения статических величин; трудность градуировки; необходимость тщательной изоляции пьезоэлемента и элементов входной электрической цепи от действия влаги; наличие гистерезиса и нелинейности (из-за зависимости пьезомодуля d_{11} от силы и давления).

Пьезоэлектрический преобразователь — как преобразователь перемещения. Обратным пьезоэлектрическим эффектом можно воспользоваться для построения обратного преобразователя перемещения. При приложении электрического поля напряженностью E_x вдоль оси X относительная деформация пьезоэлемента в направлении этой оси

$$\Delta x/x = d_{11} E_x,$$

а в направлении оси Y

$$\Delta y/y = -d_{11} E_x.$$

Учитывая, что $E_x = U_x/x$, где U_x — приложенное к пьезоэлементу напряжение, имеем

$$\Delta x = d_{11} U_x, \quad \Delta y = -(y/x) d_{11} U_x.$$

Применение обратного преобразователя ограничено тем, что получающиеся деформации пьезоэлемента слишком малы (доли микрометра). Тем не менее он может использоваться в устройствах для возбуждения ультразвуковых колебаний на частоте механического резонанса пьезоэлемента или для построения обратного преобразователя в приборах для измерения очень малых перемещений. В последнем случае путем использования биморфов и соответствующих оптических систем удается получить значительные перемещения светового луча, отражающегося от зеркальца, закрепленного на деформированном пьезоэлементе. На таком принципе строятся, например, светолучевые осциллографы, пригодные для записи напряжений.

§ 10.2. Емкостные преобразователи

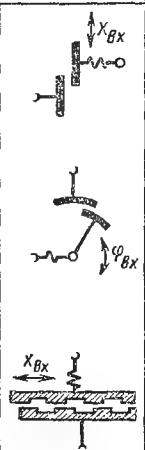
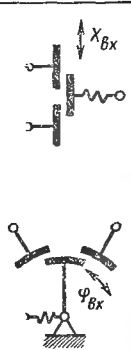
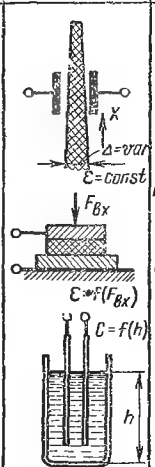
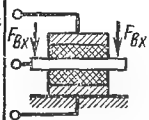
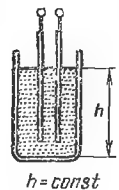
Принцип действия и свойства. К емкостным относятся преобразователи, у которых электрическая емкость или диэлектрические потери в ней изменяются под действием входной величины.

Емкость C между двумя параллельными проводящими плоскостями площадью S, разделенными малым зазором δ с известным приближением (без учета краевого эффекта):

$$C = \varepsilon S/\delta,$$

где ε — диэлектрическая проницаемость среды между электродами.

Таблица 10.1

С изменяющейся длиной зазора δ		С изменяющейся площадью S		С изменяющейся диэлектрической постоянной ε		С изменяющимися диэлектрическими потерями
Одинарный	Дифференциальный	Одинарный	Дифференциальный	Одинарный	Дифференциальный	
						

Изменяя ε, S или δ (см. табл. 10.1), можно изменять электрические параметры преобразователя. Поэтому в общем случае бесконечно малое изменение емкости, вследствие изменения этих величин, можно выразить в виде:

$$dC = \frac{\partial C}{\partial \varepsilon} d\varepsilon + \frac{\partial C}{\partial S} dS + \frac{\partial C}{\partial \delta} d\delta,$$

откуда, переходя к конечным приращениям, имеем уравнение преобразования

$$\Delta C = \frac{S_0}{\delta_0} \Delta\varepsilon + \frac{\varepsilon'}{\delta_0} \Delta S - \frac{\varepsilon' S_0}{(\delta_0 + \Delta\delta)^2} \Delta\delta$$

или

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon'} + \frac{\Delta S}{S_0} - \frac{1}{[1 + (\Delta\delta/\delta_0)]^2} \cdot \frac{\Delta\delta}{\delta_0}, \qquad (10.8)$$

где ε', S_0 и δ_0 — соответственно начальные значения диэлектрической постоянной, площади и длины воздушного зазора преобразователя, когда нет воздействия входной величины; C_0 — начальная емкость преобразователя.

Так как емкостное сопротивление $x_C = 1/\omega C$, то при $\omega = \text{const}$ полный дифференциал x_C:

$$dx_C = \frac{\partial x_C}{\partial \varepsilon} d\varepsilon + \frac{\partial x_C}{\partial S} dS + \frac{\partial x_C}{\partial \delta} d\delta,$$

откуда, переходя к конечным приращениям $\Delta\delta$, ΔS и $\Delta\varepsilon$, получим для относительных чувствительностей:

к изменению зазора (при $\varepsilon = \text{const}$, $S = \text{const}$)

$$S_\delta = \frac{\Delta x_C / x_{C0}}{\Delta\delta/\delta_0} = 1;$$

к изменению площади (при $\varepsilon = \text{const}$, $\delta = \text{const}$)

$$S_S = \frac{\Delta x_C / x_{C0}}{\Delta S/S_0} = -\frac{1}{[1 + (\Delta S/S_0)]^2};$$

к изменению диэлектрической проницаемости (при $\delta = \text{const}$, $S = \text{const}$)

$$S_\varepsilon = \frac{\Delta x_C / x_{C0}}{\Delta\varepsilon/\varepsilon'} = -\frac{1}{[1 + (\Delta\varepsilon/\varepsilon')]^2}.$$

В этих формулах через x_{C_0} обозначено начальное значение емкостного сопротивления. Следовательно, относительное изменение реактивного сопротивления преобразователя является линейной функцией изменения зазора $\Delta\delta$ и нелинейной функцией изменения площади и диэлектрической постоянной. В связи с этим значения относительных изменений $\Delta S/S_0$ и $\Delta\varepsilon/\varepsilon'$ обычно допускают не более 0,2 — для одинарных преобразователей, и 0,4 — для дифференциальных.

При заданном абсолютном значении перемещения $\Delta\delta$ значение абсолютного изменения электрического сопротивления Δx_C преобразо-

вателя растет с уменьшением δ_0. Это, в свою очередь, приводит, при прочих равных условиях, к росту выходного напряжения измерительной цепи, в которую включается преобразователь. Поэтому стремятся значение δ_0 сделать по возможности малым. Однако длина зазора ограничивается двумя обстоятельствами. Первое заключается в том, что пробивное напряжение промежутка между пластинами преобразователя имеет вполне определенную величину. Для воздуха, например, напряженность электрического поля должна быть не более 10 кВ/см. Второе ограничение обусловлено наличием силы электрического притяжения пластин, равной $F = -(U^2/2)\,\varepsilon(S/\delta^2)$. Эта сила должна быть малой по сравнению с измеряемой. Для дифференциальных преобразователей сила притяжения значительно меньше, чем для одинарных, так как на подвижную часть преобразователя в этом случае действуют силы противоположного направления.

В реальных условиях эксплуатации паразитные емкости, создаваемые как конструктивными элементами, так и проводами (обычно экранированными и соединяющими преобразователь с измерительной цепью), существенно уменьшают чувствительность. Эквивалентная электрическая схема преобразователя в этих условиях, пренебрегая потерями в диэлектрике, изображается в виде двух параллельно включенных конденсаторов, один из которых $C_п$ представляет собой паразитную емкость.

Относительное изменение емкости такой цепи, вследствие изменения емкости преобразователя C_0, будет равно:

$$\frac{\Delta C_э}{C_э} = \frac{\Delta C_0/C_0}{1+(C_п/C_0)}.$$

Отсюда следует, что чувствительность преобразователя в реальной измерительной цепи, с учетом влияния паразитных емкостей, будет:

1) для преобразователя с изменяющимся δ

$$S_\delta' = \frac{\Delta x_{C_э}/x_{C_э}}{\Delta\delta/\delta_0} = \frac{1}{1+(C_п/C_0)};$$

2) для преобразователя с изменяющейся S

$$S_S' = \frac{\Delta x_{C_э}/x_{C_э}}{\Delta S/S_0} = -\frac{1}{1+[(\Delta\delta/\delta_0)]^2}\cdot\frac{1}{1+(C_п/C_0)};$$

3) для преобразователя с изменяющейся ε

$$S'_\varepsilon = \frac{\Delta x_{C_э}/x_{C_э}}{\Delta\varepsilon/\varepsilon'} = -\frac{1}{1+(\Delta\varepsilon/\varepsilon')}\cdot\frac{1}{1+(C_п/C_0)}.$$

Во всех трех случаях чувствительность тем меньше, чем больше отношение $C_п/C_0$. Кроме того, изменение емкости $C_п$, обусловленное тем или иным внешним фактором, будет вызывать тем большую погрешность, чем больше отношение $C_п/C_0$. В связи с этим свойством емкостных преобразователей при их эксплуатации применяют меры для уменьшения $C_п$ (например, путем сокращения длины соединительных

проводов), а также используют особые измерительные цепи, позволяющие снизить влияние паразитных емкостей на чувствительность.

По своим динамическим свойствам емкостной преобразователь, как таковой, если в качестве выходной и входной величин считать соответственно приращение емкости ΔC и изменение $\Delta\delta(\Delta\varepsilon$ или $\Delta S)$, относится к безынерционным. Однако в условиях эксплуатации следует в ряде случаев учитывать как инерционность преобразования входной величины (например, силы в перемещение $\Delta\delta$ или ΔS), так и динамические характеристики самой электрической цепи, в которую включен преобразователь.

Измерительные цепи. В подавляющем большинстве случаев в качестве измерительных цепей емкостных преобразователей используют неуравновешенные мосты переменного тока. В целях уменьшения влияния емкостей соединительных проводов практикуется размещение всех элементов моста в непосредственной близости от преобразователя или, что еще лучше, эти элементы располагают конструктивно вместе с преобразователем.

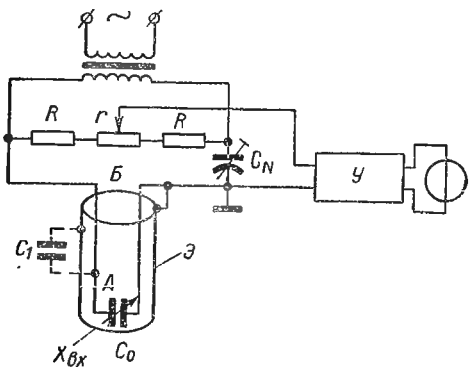


Рис. 10.5

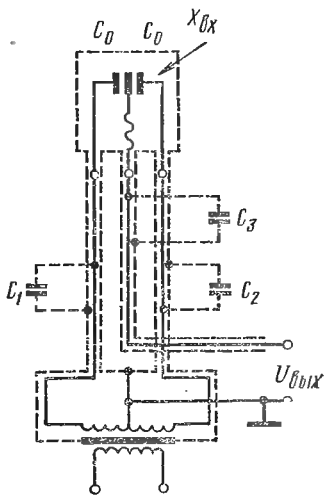


Рис. 10.6.

Так как выходная мощность преобразователей обычно весьма мала (микровольтамперы), то их применяют в сочетании с электронными усилителями, включаемыми в измерительную диагональ моста. В целях уменьшения выходного сопротивления преобразователя и, соответственно, увеличения его мощности, используются источники высокой частоты (до десятков мегагерц).

На рис. 10.5 приведена измерительная цепь с одинарным емкостным преобразователем C_0. Сопротивления r и R необходимы для уравновешивания моста по активной составляющей, а переменный конденсатор C_N — по реактивной. Из рисунка видно, что емкость C_1 соединительного провода *А — Б* относительно экрана *Э* шунтирует преобразователь и тем самым уменьшает чувствительность. В связи с этим подобные цепи применяются лишь в том случае, когда длина кабеля

невелика и, следовательно, емкость C_1 мала. Преимуществом подобной измерительной цепи является возможность заземления подвижной части преобразователя, что упрощает его конструкцию.

На рис. 10.6 представлена разновидность мостовой измерительной цепи с дифференциальным преобразователем, позволяющим существенно снизить влияние паразитных емкостей C_1 и C_2, которые оказываются включенными параллельно источнику питания (вторичной обмотке трансформатора) и практически влияния на условие равновесия моста не оказывают ввиду малости внутреннего сопротивления этого источника. Для того, чтобы снизить шунтирующее действие емкости C_3 кабеля, включенной в измерительную диагональ моста, используются специальные двухэкранные кабели в сочетании с катодным повторителем [28].

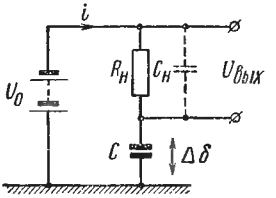


Рис. 10.7

Хорошие результаты получаются при использовании самоуравновешивающихся мостов, в которых в качестве обратного преобразователя применяется второй емкостной преобразователь, включенный в соседнее плечо моста и изменяющий свою емкость (при вращении его подвижной части) до состояния равновесия.

Для измерения изменяющихся во времени величин наряду с мостовыми цепями применяют измерительные цепи постоянного тока. На рис. 10.7 представлена простейшая цепь постоянного тока. Пренебрегая паразитной емкостью $C_н$, шунтирующей сопротивление нагрузки $R_н$, для этой цепи можно написать:

$$U_0 = iR_н + \frac{1}{C}\int idt, \text{ или } U_0 C = iR_н C + \int idt.$$

Дифференцируя это уравнение по времени, получим

$$U_0 \frac{dC}{dt} = R_н C_0 \frac{di}{dt} + iR_н \frac{dC}{dt} + i, \qquad (10.9)$$

где C_0 — постоянная (неизменяемая) часть емкости C преобразователя.

Учитывая, что $iR_н = U_{вых}$ и $R_н(di/dt) = dU_{вых}/dt$, перепишем уравнение (10.9) в виде:

$$U_0 \frac{dC}{dt} = C_0 \frac{dU_{вых}}{dt} + U_{вых} \frac{dC}{dt} + \frac{U_{вых}}{R_н}. \qquad (10.10)$$

При малых изменениях зазора, т. е. когда $\Delta\delta \ll \delta_0$, с достаточным приближением можно написать

$$\frac{dC}{dt} = \frac{\varepsilon S_0}{\delta_0^2} \cdot \frac{d\delta}{dt} = \frac{C_0}{\delta_0} \cdot \frac{d\delta}{dt}.$$

Подставив значение dC/dt в (10.10), найдем уравнение преобразования емкостного преобразователя в цепи постоянного тока

$$\tau \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} + U_{\text{вых}} = \frac{\tau}{\delta_0} (U_0 - U_{\text{вых}}) \frac{d\delta}{dt},$$

где $\tau = R_{\text{н}} C_0$ — постоянная времени цепи.

Условие $\Delta\delta \ll \delta_0$ одновременно означает соблюдение условия $U_{\text{вых}} \ll U_0$. Тогда приближенное уравнение преобразования выражается в виде:

$$\tau \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} + U_{\text{вых}} = \frac{\tau}{\delta_0} U_0 \frac{d\delta}{dt},$$

а в операторной форме

$$(\tau p + 1) U_{\text{вых}} = (\tau/\delta_0) U_0 p\delta.$$

Отсюда операторная чувствительность

$$S(p) = \frac{U_{\text{вых}}}{\delta} = \frac{U_0}{\delta_0} \cdot \frac{\tau p}{1 + \tau p};$$

комплексная чувствительность

$$\dot{S} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{\delta}} = \frac{U_0}{\delta_0} \cdot \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} = S'_0 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}, \qquad (10.11)$$

где $S'_0 = U_0/\delta_0$.

Для улучшения линейности преобразования и увеличения чувствительности часто используется цепь с дифференциальным емкостным преобразователем.

Сравнивая выражение (10.11) с (3.10) для чувствительности дифференцирующего звена, видим их полную идентичность, в связи с чем динамические свойства емкостного преобразователя в цепи постоянного тока полностью повторяют таковые для дифференцирующего звена (см. § 3.10). В связи с этим возможны два различных режима работы емкостного преобразователя в цепи, показанной на рис. 10.7.

1. Измерение амплитуд вибраций. В этом случае постоянная времени $\tau = R_{\text{н}} C_0$ должна быть как можно больше (см. § 3.12). Это достигается тем, что сопротивление $R_{\text{н}}$ берется очень большим (вход электрометрического усилителя).

2. Измерение скоростей, т. е. производных от перемещения. В этом случае, наоборот, постоянная времени τ должна быть по возможности малой (см. § 3.11).

Устройства с емкостными преобразователями в цепях постоянного тока градуируются только в динамическом режиме.

Области применения (см. табл. 10.1). Емкостные преобразователи с изменяющимся воздушным зазором используются для измерения малых перемещений (от долей микрометра до долей миллиметра). Такие же преобразователи в цепях постоянного тока позволяют измерять скорости и переменные во времени перемещения и другие величины,

которые могут быть преобразованы в перемещения (сила, давление, ускорение). В связи с тем, что выходное переменное напряжение $U_{вых}$ цепей постоянного тока с емкостными преобразователями прямо пропорционально напряжению питания U_0 постоянного тока, эти преобразователи находят применение в качестве модуляторов малых постоянных напряжений от источников, обладающих очень высоким выходным сопротивлением.

Преобразователи с изменяющейся площадью применяются для измерения больших линейных (более 1 см) и угловых (до 270°) перемещений.

Преобразователи с изменяющейся диэлектрической постоянной используются для измерения влажности твердых (тканей, пластмасс) и сыпучих тел, а также для измерения и контроля уровней, толщины изоляционных материалов и сил (с применением поляризованных диэлектриков типа керамики титаната бария, у которого диэлектрическая постоянная изменяется с изменением сжимающей силы).

В преобразователях с изменяющимися потерями в диэлектрике путем измерения тангенса угла потерь (при включении его в цепь переменного тока) представляется возможным определять физические параметры того или иного материала, помещаемого между обкладками преобразователя. К таким параметрам могут быть отнесены, например, толщина материала (при неизменных физико-химических свойствах его), влажность (при постоянном химическом составе вещества), проводимость и др.

Рассмотренные емкостные преобразователи характеризуются высокой чувствительностью к малым перемещениям (для преобразователей с изменяющимся зазором) и высокой стабильностью, так как в уравнение преобразования (10.8) при $\varepsilon = \text{const}$ (что имеет место при изменении воздушного зазора) входят только геометрические размеры δ_0 и s_0, которые при надлежащей конструкции достаточно стабильны. Поэтому дополнительные погрешности от температуры очень незначительны.

Недостатки емкостных преобразователей: малая выходная мощность и необходимость использования источников питания повышенной частоты; влияние паразитных емкостей.

Глава XI

ТЕПЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 11.1. Общие соображения

Тепловыми измерительными преобразователями неэлектрических величин называются преобразователи, основанные на тепловых процессах: нагреве, охлаждении, теплообмене и др. Практически используются два принципа преобразования параметров тепловых процессов в электрические величины, а именно, термоэлектрический и изменение электрического сопротивления проводников или полупроводников при изменении их температуры. Преобразователи первого вида получили название термоэлектрических, вторые—терморезисторов. Тепловые преобразователи применяются не только для измерения температуры, но и таких величин, как перемещение и размеры, скорость и расход жидких и газообразных веществ, малые концентрации газов (вакуум), влажность и даже для химического анализа газовых смесей. При этом используются зависимости протекания тепловых процессов от таких факторов, как теплопроводность среды, площадь поверхности теплообмена, скорость движения среды, охлаждающей нагретое тело, концентрация теплопроводной среды и др.

С точки зрения динамических свойств все тепловые преобразователи отличаются довольно большой инерционностью и плавностью переходных процессов, так как в них отсутствуют резонансные явления. В первом приближении поведение этих преобразователей в динамическом режиме может быть описано линейными дифференциальными уравнениями первого порядка (см. § 3.11). Характерной особенностью тепловых преобразователей является зависимость коэффициентов (постоянных времени) дифференциальных уравнений, описывающих тепловой обмен, от условий теплообмена. Например, переходные характеристики терморезистора при внезапном погружении его в нагретую среду будут разными—в зависимости не только от температуры среды, но и от ее теплопроводности. Частотные характеристики этих преобразователей зависят и от амплитуды изменения температуры среды, в которую помещен терморезистор. В общем случае динамические свойства тепловых преобразователей описываются нелинейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами [29].

Анализ и опыт показывают, что инерционность тепловых преобразователей уменьшается с ростом интенсивности теплообмена*. Во всех случаях для уменьшения как динамических, так и статических погрешностей преобразователей необходимо стремиться к улучшению теплового контакта со средой, с которой происходит теплообмен. Кроме того, в измерительных цепях тепловых преобразователей с этой же целью применяют дифференцирующие корректирующие звенья, исправля-

* Под инерционностью тепловых преобразователей понимается время вхождения преобразователя в класс точности при изменении входного сигнала скачком от нуля до 100% (ГОСТ 13384—67).

ющие в определенной мере спад частотной характеристики преобразователя на повышенных частотах изменения входной величины (см. § 3.13). Применение активной коррекции позволяет уменьшить постоянную времени тепловых преобразователей в 10—20 раз.

11.2. Термоэлектрические преобразователи

Устройство. Принцип действия термоэлектрического преобразователя (термопары), преобразующего температуру в термо-э. д. с., рассмотрен в § 6.6. Там же приведена одна из возможных схем соединения термопары и прибора, измеряющего термо-э. д. с., применительно к измерению электрических величин. Однако для измерения температуры и неэлектрических величин, функционально с ней связанных, такая схема практически не используется. Объясняется это тем, что часто электроды термопары изготовляются из дорогостоящих материалов, и соединительные провода, имеющие значительную длину, требуют большого расхода этих материалов.

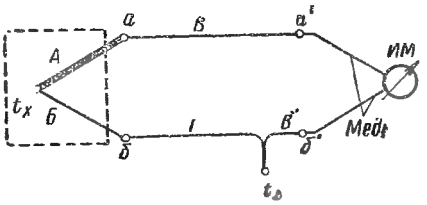


Рис. 11.1

Рассмотрим один из применяемых способов включения измерительного механизма *ИМ* (рис. 11.1) к термопаре *А* — *Б* с зажимами *а* и *б*. Соединительные провода *В* и *Г* (удлинительные термоэлектроды должны быть термоидентичными: провода *В* и *В'* — с электродом *А*, а провод *Г* — с электродом *Б**. В этом случае холодным спаем термопары является спай t_0; термостатируя его, можно избежать влияния изменения температуры спаев *а'* и *б'*, при этом спаи *а* и *б* могут иметь любую, но одинаковую температуру**.

К материалам термопар предъявляются следующие требования: однозначность зависимости термо-э. д. с. от температуры; постоянство термоэлектрических свойств; химическая и механическая стойкость при высоких температурах; хорошая электропроводность (ГОСТ 6616—61). Желательно, кроме того, чтобы сочетание термоэлектродов термопары давало возможно большее значение термо- э. д.с.

В табл. 11.1 приводятся некоторые данные промышленных термопар. Значения термо-э. д. с. являются средними, так как термо-э. д. с. в сильной степени зависит от примесей и обработки термоэлектродов. В промышленных условиях этот разброс характеристик учитывается путем градуирования партий провода.

---

* Термоидентичными называются металлы, которые в паре с электродом термопары не развивают термо-э. д. с. (обычно в диапазоне 0—100° С).

** Практически часто термостатируются оба спая *а'* и *б'*, которые будут в этом случае являться холодными; провод *В'* тогда отсутствует, т. е. отсутствует и спай t_0.

Таблица 11.1

Наименование термопары	Верхний предел температуры, °С		Термо-э.д.с. при 100°С, мВ
	длительный нагрев	кратковременный нагрев	
Платина—платинородий (90%Pt + +10%Rh)	1300	1750	0,64
Хромель (90%Ni + 10%Cr) — алюмель (95%Ni+ 5%Al)	900	1300	4,10
Хромель—копель (56% Cu +44%Ni)	600	800	6,95
Медь—копель	350	500	4,75
Медь—константан	350	500	4,15

Примечание. Термопары медь—копель и медь—константан не имеют стандартной градуировки и применяются редко.

Термоэлектроды термопары соединяют друг с другом путем пайки или сварки и помещают в защитную арматуру, предохраняющую термопару от действия химически агрессивных газов. Эта арматура изготовляется газонепроницаемой, механически прочной и пароупорной, хорошо проводящей тепло. Материал арматуры, кроме того, не должен выделять при нагревании газов или паров, вредных для термоэлектродов.

В качестве защитной арматуры применяют трубы из специальных сталей, а для термопар из благородных металлов—кварцевые и керамические трубы. Для электрической изоляции используют асбест (до 300° С), кварцевые трубки и бусы (до 1000° С) и керамические трубки и бусы (до 1400° С). Подробнее о конструкциях термопар сказано в § 24.2.

Эксплуатационные характеристики. Уравнение преобразования термопары в общем случае с достаточным приближением можно представить в виде:

$$E_T = At + Bt^2 + Ct^3,$$

где E_T — термо-э. д. с.; t — разность температур горячего спая и холодных концов; постоянные A, B и C зависят от материалов термоэлектродов. Отсюда следует, что чувствительность S_T не является величиной постоянной, а зависит от температуры, т. е.

$$S_T \approx \frac{dE_T}{dt} = A + 2Bt + 3Ct^2.$$

В связи с этим для выпускаемых промышленностью термопар даются табличные данные термо-э. д. с. для разных температур с интервалом в 1° С при температуре холодных концов $t_0 = 0°$ С.

Основная доля погрешности при измерении термоэлектрическим преобразователем вносится непостоянством температуры холодных концов. В лабораторных условиях обычно холодные концы погружают в сосуд с тающим льдом. В производственных условиях термостатиро-

вание производится либо погружением свободных концов на достаточную глубину в землю, где температура сохраняется постоянной в пределах одного градуса, либо помещением их в массивную коробку с теплоизоляцией, что обеспечивает очень медленное изменение температуры в ней и, следовательно, дает возможность введения поправки на эту температуру, измеряемую находящимся внутри термометром. Для тех же целей используются сосуды Дюара и электрические термостаты с автоматическим поддержанием температуры.

Кроме поддержания постоянства температуры свободных концов, на практике используется температурная коррекция. Так, при измерениях термо-э. д. с. милливольтметром автоматическая коррекция осуществляется включением терморезистора в мостовую цепь (см. § 24.2) или поворотом корректора милливольтметра на определенный угол, для чего корректор снабжается шкалой с указанием температуры свободных концов. В автоматических компенсаторах коррекция достигается путем особого включения термопары в цепь с терморезистором (см. § 14.5).

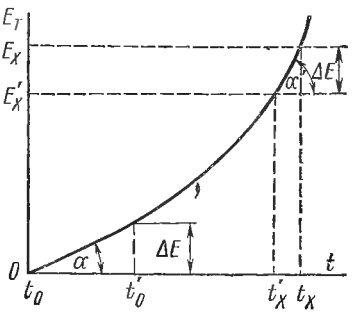


Рис. 11.2.

Для выяснения метода введения поправки на температуру холодных концов к показаниям прибора с термоэлектрическим преобразователем рассмотрим градуировочную кривую термопары при $t_0 = 0°$ С (рис. 11.2). Предположим, что рабочий спай находится при температуре t_x, а холодные концы при $t_0' > t_0$. В этих условиях термо-э. д. с. будет меньше той, которую имела бы термопара при $t_0 = 0°$ С. Поэтому показание прибора E_x' будет меньше, чем E_x, которая соответствует t_x. В связи с тем, что термо-э. д. с. в цепи термопары складываются алгебраически, показания прибора будут меньше ровно на ту величину э. д. с. ΔE, которая обусловлена неравенством 0° С температуры холодных концов.

Из рис. 11.2, полагая прямолинейное изменение термо-э. д. с. на соответствующих участках кривой $E_T = f(t)$, следует:

$$(t_x - t'_x) = (t'_0 - t_0)(\operatorname{tg}\alpha/\operatorname{tg}\alpha') = (t_0' - t_0)\,k,$$

где $k = \operatorname{tg}\alpha/\operatorname{tg}\alpha'$ — поправочный коэффициент на температуру свободных концов. Если характеристика термопары — прямолинейная, то этот коэффициент равен единице. При ориентировочных подсчетах можно принять $k = 0{,}8 \div 1{,}0$ для термопар из неблагородных металлов и $k = 0{,}5 \div 0{,}6$ для термопар из благородных металлов. Практически, при введении поправки на температуру свободных концов, градуировочную кривую разбивают на ряд участков с интервалом в 100° С и для каждого участка определяют значение k, а саму поправку берут из таблиц.

При монтаже и эксплуатации термоэлектрических преобразователей необходимо иметь в виду, что точность измерения зависит от теплообмена между преобразователем и средой, конструкции преобразователя, способа и места его установки (см. § 24.2).

Существенным недостатком рассмотренных преобразователей при измерении изменяющихся температур является их достаточно большая инерционность (от десятков секунд до 10 мин).

Для измерения температур ниже 1000°С применяют, как правило, термопары из неблагородных металлов и их сплавов.

Применяя термопары для измерения температур выше 1000° С, следует иметь в виду, что с ростом температуры увеличивается подвижность и активность атомов материалов термопары, что ведет к увеличению нестабильности и невоспроизводимости ее характеристик. В связи с этим для температур от 1000 до 1750° С применяются термопары из благородных металлов платиновой группы. Термопары из благородных металлов в силу своих высоких метрологических свойств находят применение преимущественно в качестве образцовых термопар. Для кратковременных измерений высоких температур (до 1000° С) применяют дешевые вольфрамо-молибденовые термопары, характеризующиеся низкой чувствительностью (10 мВ/°С) и малой стабильностью.

Для температур выше 1750° С используются термопары из жароупорных металлов и их сплавов (иридия, необия, молибденита, рения, тантала и вольфрама). Иридий-вольфрамовые термопары, например, работают в нейтральной атмосфере до температуры 2300° С. Вольфрам-рениевые и молибден-рениевые термопары в нейтральной и восстановительных средах позволяют измерять температуры до 1800° С с погрешностью порядка 1,5%.

В некоторых случаях хорошие результаты обеспечивают специальные термопары, составленные из металлического проводника и полупроводника (уголь, кремний) или двух полупроводников. Эти термопары, не отличаясь механической прочностью, развивают термо-э. д. с., значительно превышающую термо-э. д. с. термопар из металлических электродов, и, кроме того, позволяют измерять высокие температуры. Например, термопара карбид необия — графит в нейтральной и восстановительных средах работают до температуры 3000° С.

§ 11.3. Терморезисторы

Терморезистор представляет собой проводник или полупроводник, включенный в электрическую цепь и находящийся в теплообмене с окружающей средой.

Требования, предъявляемые к материалу терморезистора: возможно более высокое значение температурного коэффициента сопротивления, химическая стойкость к воздействиям окружающей среды; достаточная тугоплавкость и прочность; большое удельное электрическое сопротивление, что важно при изготовлении малогабаритных преобразователей.

Во всех случаях для уменьшения потерь тепла через теплопроводность токоподводящих проводников стремятся увеличивать отношение длины провода терморезистора к его диаметру. Это отношение, как правило, имеет значение не менее 200.

Проводниковые терморезисторы. В большинстве случаев в качестве материала проводниковых терморезисторов применяют чистые металлы, так как сплавы имеют более низкий температурный коэффициент электрического сопротивления, чем чистые металлы, входящие в состав сплава. Кроме того, зависимость сопротивления от температуры для чистых металлов хорошо известна, в связи с чем часто приборы с их использованием допускают стандартную градуировку.

Из металлов практическое применение нашли главным образом медь, платина и никель.

Медные терморезисторы. Электролитическая медь допускает нагрев не более чем до 180° С (во избежание окисления).

Уравнение преобразования медных терморезисторов в диапазоне температур от —50 до +180° С практически линейное:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t), \tag{11.1}$$

где α — температурный коэффициент электрического сопротивления, равный $4{,}3 \times 10^{-3}$ 1/°С в интервале температур от нуля до 100° С; t — температура; R_0 — сопротивление при 0° С.

Когда сопротивление R_0 неизвестно, применяют соотношение [9]:

$$R_2 = R_1(\tau + t_2)/(\tau + t_1), \tag{11.2}$$

где R_1 и R_2 — сопротивления при температурах t_1 и t_2 соответственно; $\tau = 1/\alpha$ — постоянная, зависящая от рода материала и равная, например для меди, 234° С. Для расчета сопротивления R_2 при любой температуре t_2 по формуле (11.2) требуется знать лишь сопротивление R_1 при любой другой температуре t_1.

Платиновые терморезисторы. Платина допускает нагрев до 1200° С без опасности окисления или расплавления.

Уравнение преобразования — нелинейное и имеет вид:
в интервале температур от нуля до +660° С

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2);$$

в интервале температур от нуля до —180° С

$$R_t = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100)^3],$$

где R_0 — сопротивление при 0° С; A, B, C — постоянные. Для температур выше 660° С и ниже —180° С зависимость $R_t = f(t)$ стандартизована и дается в виде таблицы.

Нелинейность уравнения преобразования является основным недостатком платиновых терморезисторов. Однако высокая воспроиз-

водимость зависимости $R_t = f(t)$, химическая стойкость и пластичность платины, позволяющая изготовлять очень тонкие нити (до 1,25 мкм), делает ее в ряде случаев незаменимой. Платину нельзя применять в восстанавливающей среде (углерод; пары кремния, калия, натрия и др.).

Никелевые терморезисторы. Никель применяется до температур (250÷300)° С. При более высоких температурах зависимость $R_t = f(t)$ — неоднозначная. В интервале температур от нуля до +100° С справедлива зависимость (11.1) при $\alpha \approx 5 \times 10^{-3}$ 1/°С.

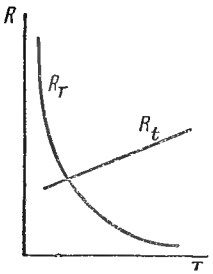


Рис. 11.3

Электрические свойства никеля в сильной степени зависят от примесей и термической обработки.

Основные преимущества никеля: высокое удельное электрическое сопротивление (в пять раз больше, чем у меди) и большой температурный коэффициент сопротивления, что позволяет использовать его в тех случаях, когда терморезистор должен иметь малые размеры.

Полупроводниковые терморезисторы (термисторы). Зависимость сопротивления полупроводников (смеси окислов некоторых металлов, спрессованных и спеченных при высоких температурах) от абсолютной температуры T достаточно точно описывается соотношением:

$$R_T \approx R_0 e^{\beta[(1/T)-(1/T_0)]},$$

где R_0 — сопротивление при абсолютной температуре T_0; β — коэффициент, зависящий от рода полупроводника.

На рис. 11.3 представлена кривая $R_T = f(T)$ и для сравнения показана зависимость R_t сопротивления проводника.

Значение температурного коэффициента полупроводника резко зависит от температуры (в противоположность проводнику) и определяется формулой:

$$\alpha = -\beta T / T_0,$$

откуда следует, что α отрицателен и возрастает с увеличением температуры.

Полупроводниковые терморезисторы имеют большой температурный коэффициент (в 8—10 раз больший, чем у металлов) и значительно бо́льшую величину удельного электрического сопротивления, в связи с чем они могут иметь малые размеры (объем порядка 1 мм^3) и, следовательно, небольшую инерционность. Недостатком полупроводниковых терморезисторов является плохая воспроизводимость зависимости $R_T = f(T)$ для одних и тех же типов, что затрудняет их стандартную градуировку.

В целях частичного исправления нелинейности уравнения преобразования полупроводниковые терморезисторы включаются в электрические цепи в сочетании с манганиновыми резисторами параллельно, последовательно или последовательно-параллельно.

§ 11.4. Преобразователи термометров сопротивления

Для измерения температуры применяются как проводниковые, так и полупроводниковые терморезисторы, которые являются составной частью приборов, называемых термометрами сопротивления.

Проводниковый преобразователь представляет собой каркас *1* (рис. 11.4, *а*) из изолирующего материала (слюда или керамика), на который намотана тонкая голая металлическая проволока *2*. Каркас с обмоткой заключается в защитный термически и химически стойкий чехол. Преобразователь погружается в среду, температура которой измеряется. В целях уменьшения инерционности преобразователя принимаются меры для улучшения теплового контакта терморезистора со средой. Для этого применяют, например, специальные накладки *3* (рис. 11.4, *б*) из металла с хорошей теплопроводностью (медь), прилегающие плотно как к чехлу *2*, так и к терморезистору *1* (через тонкие слюдяные прокладки).

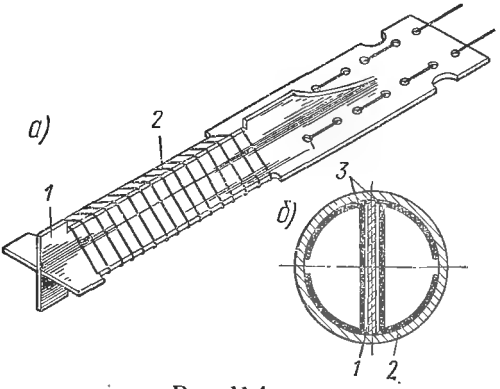


Рис. 11.4.

Нагрев преобразователя проходящим через него током должен быть невелик: не более 0,2° С для платиновых термометров и 0,4° С для медных.

Инерционность преобразователей — важный эксплуатационный показатель, так как она связана с динамическими погрешностями при измерении переменных во времени температур. Для преобразователей, имеющих конструкцию, приведенную на рис. 11.4, *а*, инерционность достигает 5÷7 мин, а для преобразователей — на рис. 11.4, *б* — порядка 1 мин.

Таблица 11.2

Материал провода	Интервал температур, °С	Сопротивление R_0, Ом	$\Delta R_0/R_0$, %		Абсолютная погрешность Δt, °С		
			I класс	II и III классы	I класс	II класс	III класс
Платина	0÷+650	10, 46	±0,05	±0,1	±(0,15±±3,0·10⁻³t)	±(0,30±±4,5×10⁻³t)	—
	−200÷0	100			±(0,15±±4,5×10⁻³t)	±(0,3±6×10⁻³t)	—
Медь	+50÷+180	53; 100	±0,05	±0,1	—	±(0,3±±3,5×10⁻³t)	±(0,3±±6×10⁻³t)

Примечание. $\Delta R_0/R_0$ — относительная погрешность подгонки начального сопротивления при 0°С.

Таблица 11.3

Тип терморезистора	Температурный коэффициент сопротивления, % на °С	Номинальное сопротивление кОм	Максимальная рабочая температура, °С	Постоянная времени в спокойном воздухе, с	Область применения
ММТ-1 КМТ-1 КМТ-4 ММТ-4	-2,4÷-3,4	1÷200	+120	85÷115	Измерение температуры
ММТ-9	-2,4÷-3,4	0,01÷5	+120	85÷115	Температурная коррекция приборов
КМТ-10	-4,5÷-60	0,5÷3,0	+120	—	Измерение температуры
МТ-6	—	—	—	1÷10	Измерение переменных температур неагрессивных газов

Примечания: 1- чувствительный элемент; 2-защитный чехол (в МТ-6 - стекло); 3-выводы (для МТ-6 толщина выводов 0,05 мм); 4-электрическая изоляция; 5-серебряные электроды

Преобразователи с проводниковыми терморезисторами применяются для измерения температур от —200 до +1200° С как при высоких (20×10^4 Н/м² и более), так и при низких давлениях, и выпускаются в различных модификациях.

Свойства медных и платиновых термометров сопротивления регламентированы ГОСТ 6651—59. Основные показатели промышленных термометров сопротивления приведены в табл. 11.2.

Платиновые термометры в связи с их дороговизной разрешено применять в промышленных предприятиях только до температур

+500° С, так как при бо́льших температурах удовлетворительные результаты обеспечивают более дешевые термоэлектрические преобразователи.

Низкий предел температуры, измеряемой с помощью металлических терморезисторов, ограничен требованиями получения достаточной точности измерения и связан с проблемой измерения малых сопротивлений. Например, при температуре 10К сопротивление резистора составляет доли ома, и, следовательно, эта температура и является примерно нижним пределом для металлических терморезисторов.

В специальных случаях, в особенности когда преобразователь должен иметь малые габариты и малую инерционность, находят применение полупроводниковые терморезисторы. В табл. 11.3 схематично показано устройство некоторых типов терморезисторов и приведены их основные параметры, в том числе сверхминиатюрных (например, МТ-6, получивших название микротерморезисторов).

Глава XII

ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ 12.1. Основы принципа действия электрохимических преобразователей

Электрохимическими измерительными преобразователями называются преобразователи, основанные на явлениях, возникающих или при прохождении электрического тока через электролитическую ячейку или вследствие окислительно-восстановительных процессов, происходящих на электродах и зависящих от характера электродов, природы и концентрации растворов.

Принцип действия этих преобразователей основан на использовании зависимостей состав—сигнал или свойство—сигнал, устанавливающих связь между составом или свойствами растворов и электрическими параметрами преобразователей, которыми являются развиваемая ими э. д. с., падение напряжения от проходящего тока, сопротивление преобразователя и др.

Уравнения преобразования электрохимических преобразователей определяются законами электрохимии и обычно представляют собой сложные функции, так как указанные связи в сильной степени зависят от температуры, давления, скорости перемещения растворов и других параметров растворов и электродов.

Усиливая одни зависимости и подавляя другие, можно создать преобразователи не только для определения состава и концентрации, но и для измерения ряда других величин, таких как перемещение, давление, количество электричества. Рассмотрим основные явления, необходимые для понимания принципов действия этих преобразователей [30].

Явление диссоциации. При растворении в воде или других растворителях кислот, солей или оснований молекулы этих веществ расщепляются (диссоциируют) на положительно заряженные ионы (катионы) и отрицательно заряженные ионы (анионы). Перенос электрических зарядов внутри электролита или между электролитом и электродами происходит только путем движения ионов или их выделения на электродах.

Удельная электропроводность раствора (1/Ом · м):

$$\varkappa = \lambda \gamma c = \lambda a, \tag{12.1}$$

где c — эквивалентная или молярная концентрация раствора, измеряемая соответственно в грамм-эквивалентах (г-экв) или грамм-молекулах (г-моль) на литр; γ — коэффициент активности, равный единице для растворов бесконечного разбавления и уменьшающийся с ростом концентрации; $a = \gamma c$ — активность раствора; λ — коэффициент, называемый эквивалентной электропроводностью.

Как видно из рис. 12.1, удельная электропроводность $\varkappa$ зависит нелинейно от концентрации c. Электропроводность растворов сильно зависит от температуры. Температурный коэффициент электропроводности различных растворов составляет от 1,5 до 2,5% на 1° С.

Электродные потенциалы. При погружении металлического электрода в воду или раствор атомы металла в виде положительных ионов частично переходят в раствор. При этом устанавливается подвижное равновесие металл — раствор, на этой границе образуется скачок потенциала и электрод приобретает электрический заряд. Потенциал электрода относительно раствора называется электродным потенциалом. Если ионы металла имеют большую способность к переходу в раствор, то он будет заряжаться отрицательно, но менее, чем в случае погружения в чистую воду. Если же способность ионов переходить в раствор мала, то металлический электрод вначале может приобретать даже положительный потенциал, так как до наступления равновесия ионы могут быстрее осаждаться на металле, чем переходить в раствор. Электродные потенциалы возникают не только на металлических, но и на неметаллических электродах. Практически электродные потенциалы принято определять относительно потенциала нормального «водородного электрода», представляющего собой насыщаемую водородом губчатую пластину — платиновую чернь, помещенную в раствор с активностью водородных ионов, равной единице. Условно потенциал такого электрода считается равным нулю.

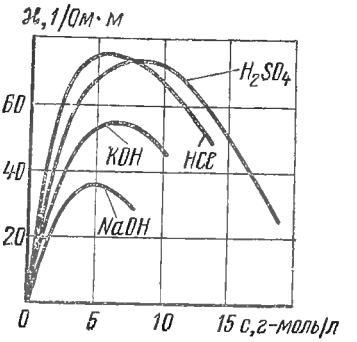


Рис. 12.1.

Значения электродных потенциалов различных веществ относительно водородного электрода не превышают ±3 В.

Зависимость электродного потенциала электрода, находящегося в растворе, содержащем ионы электрода, определяется уравнением Нернста:

$$E = E_0 + (RT/zF) \ln a, \qquad (12.2)$$

где E_0 — нормальный (стандартный) потенциал, который электрод принимает при погружении его в раствор с активностью ионов электрода равной единице, В; $R = 8{,}317$ Дж/К — универсальная газовая постоянная; T — абсолютная температура, К; z — валентность ионов; $F = 96\,522$ Кл/г-экв — постоянная Фарадея.

Если два электрода погрузить в среду, в которой на электродах возможно протекание окислительно-восстановительных реакций, то образуется гальванический элемент, э. д. с. которого равна разности электродных потенциалов. Отдельные его электроды часто называют полуэлементами. Разность потенциалов имеет место также на границе двух растворов, например диффузионная разность потенциалов, возникающая из-за различной скорости диффузии ионов этих растворов.

Электролиз и поляризация. Если через раствор пропускать ток от внешнего источника, то происходит электролиз — химические превращения и выделение вещества из раствора. Для выделения 1 г-экв любого вещества через раствор должно пройти одно и то же количество

электричества, равное 96 522 Кл. На явлении электролиза основаны кулонометрические преобразователи. В результате электролиза изменяется концентрация ионов в приэлектродном слое раствора, что вызывает поляризацию электродов — изменение их электродных потенциалов.

На использовании явления поляризации основаны полярографические преобразователи, широко применяемые для качественного и количественного анализов растворов [31]. Если через электролитическую ячейку пропускать переменный ток, то напряжение поляризации тоже будет переменным; это напряжение отстает по фазе от тока на 90°.

Падение напряжения на электролитической ячейке U складывается из активного падения напряжения на сопротивлении раствора и напряжения поляризации электродов ΔU. При измерении сопротивления растворов на постоянном токе погрешность от поляризации равна $\Delta U/U$ и может доходить до 10%, если приложенное к ячейке напряжение $U = 20$ В. На переменном токе эта погрешность значительно меньше и при $\Delta U \ll U$ определяется как $(0{,}5\Delta U/U)^2$, так как напряжение поляризации и падение напряжения на сопротивлении раствора сдвинуты по фазе на 90°.

§ 12.2. Гальванические преобразователи

Гальванические преобразователи основаны на зависимости электродных потенциалов от состава и концентрации растворов. Наиболее широкое применение они получили для измерения активности водородных ионов, по которой можно определять свойства водных растворов. В воде и любых водных растворах произведение активности ионов H^+ и ионов OH^- при данной температуре является постоянной величиной, называемой ионным произведением воды $K_в = a_{H^+}a_{OH^-}$. При +25° С величина $K_в = 10^{-14}$. Причем для чистой воды и нейтральных растворов $a_{H^+} = a_{OH^-} = 10^{-7}$. У кислых растворов $a_{H^+} > a_{OH^-}$, а у щелочных $a_{H^+} < a_{OH^-}$.

На практике свойства растворов численно характеризуют водородным показателем pH, определяемым как $pH = -\lg a_{H^+}$. При переходе от очень сильных щелочей к очень сильным кислотам pH изменяется от нуля до 14.

Приборы для измерения pH называются pH-метрами. В них широкое применение получил гальванический преобразователь, состоящий из каломельного полуэлемента и стеклянного измерительного электрода (рис. 12.2). Электродом каломельного полуэлемента *1* является ртуть, которая находится в труднорастворимом насыщенном растворе каломели (Hg_2Cl_2). Электрическое соединение полуэлемента с испытуемым раствором осуществляется через насыщенный раствор KCl, что обеспечивает уменьшение диффузионных потенциалов, так как на границах KCl диффузионные потенциалы имеют малые значения. Стеклянный электрод *2* представляет собой тонкостенную колбу, образованную на конце стеклянной трубки. При помещении колбы в раствор на границе стекло—раствор появляется разность потенциалов, зависящая от активности водородных ионов раствора. Это объясняет-

ся тем, что ионы натрия из стекла переходят в раствор, а их места занимают ионы водорода из раствора. В результате этого стекло приобретает свойства водородного электрода.

Для снятия потенциала с внутренней поверхности стеклянного электрода он наполняется раствором с известным значением pH_N, в которой помещается хлоросеребряный электрод 3- Э. д. с. преобразователя складывается из э. д. с. каломельного полуэлемента, э. д. с. хлоросеребряного полуэлемента и э. д. с. внутренней и наружной поверхностей стеклянного электрода. Потенциал наружной поверхности изменяется при изменении pH_x исследуемого раствора. Все остальные составляющие э. д. с. (E_0') остаются неизменными, поэтому, измеряя э. д. с. преобразователя, можно определить pH_x раствора.

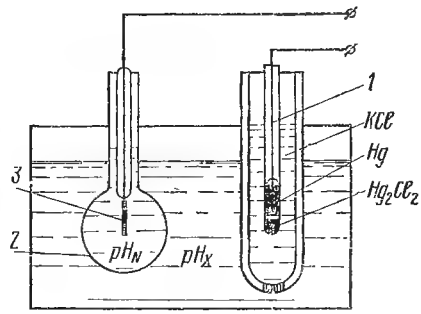


Рис. 12.2.

Используя выражение (12.2), можно получить уравнение преобразования гальванического преобразователя в виде:

$$E = E'_0 + bpH, \qquad (12.3)$$

где E'_0 — э. д. с. преобразователя при pH = 0; b — коэффициент преобразования, зависящий от температуры и типа используемых электродов.

Погрешности гальванических преобразователей определяются в основном влиянием температуры и диффузионных потенциалов. Изменение температуры вызывает изменение потенциалов электродов, а также сопротивления преобразователя. У преобразователя со стеклянным электродом температурный коэффициент крутизны характеристики $\xi \approx 0{,}2$ мВ/°С·pH.

Для уменьшения погрешности применяют электрические цепи температурной коррекции. Динамическая погрешность преобразователей со стеклянным электродом зависит в основном от толщины электрода. При очень тонких стенках (0,05 мм) потенциал стеклянного электрода практически мгновенно следует за изменением pH раствора.

Градуировка гальванических преобразователей производится по образцовым буферным растворам, обладающим стабильными значениями pH, которые устанавливаются с абсолютной погрешностью ±0,01 pH. Шкала pH должна соответствовать ГОСТ 10170—62, а образцовые буферные растворы — ГОСТ 10171—62.

Измерительные цепи для гальванических преобразователей должны обладать большим входным сопротивлением ($10^8 \div 10^{12}$ Ом), чтобы через преобразователь проходил как можно меньший ток, который обусловливает погрешность от падения напряжения на внутреннем сопротивлении преобразователя и от поляризации электродов. Для измере-

ния э. д. с. гальванических преобразователей наиболее широкое применение получили компенсационные измерительные цепи (см. § 14.5) с устройствами для автоматической коррекции температурных погрешностей преобразователей.

Промышленный pH-метр типа pH-261 обеспечивает измерение pH растворов и пульп в диапазоне температур от нуля до +100° С с основной погрешностью 0,02 единицы pH. Лабораторный pH-метр-милливольтметр типа pH-262, в котором применяются стеклянные электроды с внутренним экраном и коррекция температурной погрешности, имеет погрешность не более 0,01 единицы pH и обеспечивает измерения pH в диапазоне температур от нуля до +100° С [32].

§ 12.3. Резистивные электрохимические преобразователи

Принцип действия резистивных электрохимических преобразователей основан на зависимости их сопротивления от состава и концентрации раствора, а также от расстояния между электродами l и действующей площади электродов S. Приближенное уравнение преобразования таких преобразователей на основании выражения (12.1) можно представить в виде:

$$R = \frac{1}{\varkappa} \cdot \frac{l}{S} = \frac{1}{\gamma c \lambda} \cdot \frac{l}{S}. \quad (12.4)$$

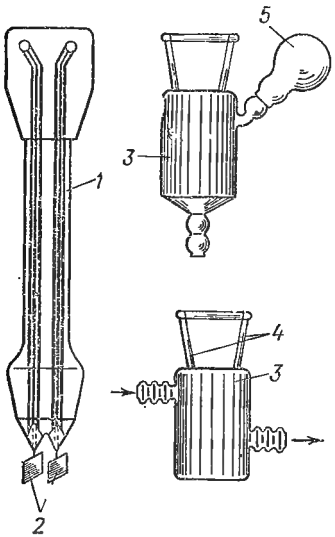


Рис. 12.3.

Преобразователи наиболее широко применяются для измерения концентрации растворов, а также механических величин. В последнем случае при постоянной концентрации раствора под действием измеряемой величины изменяется расстояние l или площадь S.

Резистивные электрохимические преобразователи обычно включаются в мостовые измерительные цепи.

На рис. 12.3 показан резистивный преобразователь для измерения концентрации растворов, состоящий из корпуса *1* с вплавленными платиновыми электродами *2* и сменных измерительных сосудов *3* с пришлифованным коническим отверстием *4*, куда вставляется корпус преобразователя. Сменные измерительные сосуды позволяют производить измерения как в проточной жидкости, так и путем отбора проб с помощью резинового всасывателя *5*. Постоянная $k = l/S$ преобразователей лежит в пределах 30—70 1/м и определяется экспериментально с погрешностью порядка ±1%.

Для измерения концентрации растворов в производственных условиях применяются преобразователи, электроды которых выполнены

в виде двух концентрических цилиндров, между которыми протекает контролируемый раствор. В зависимости от природы раствора электроды изготовляются из графита, платины, нержавеющей стали или других материалов, химически не взаимодействующих с раствором. Для исключения погрешности от поляризации наряду с переменным напряжением питания применяются четырехэлектродные преобразователи (рис. 12.4), имеющие два токовых электрода (*1*, *2*), к которым подводится стабилизированный переменный ток, и два потенциальных электрода (*3*, *4*), с которых снимается напряжение. При измерении U компенсационным методом исключаются поляризация электродов *3* и *4* и соответствующая погрешность.

Для исключения поляризации и других нежелательных

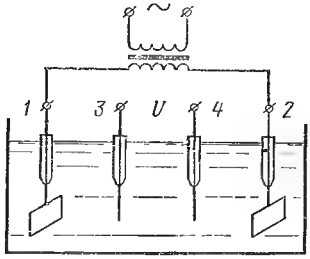


Рис. 12.4

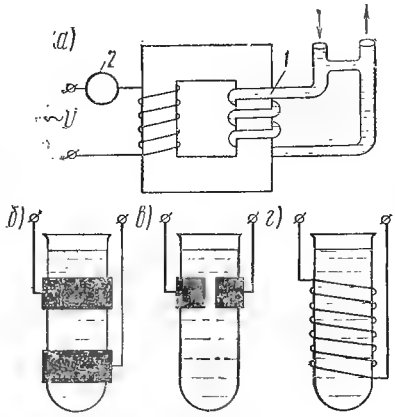


Рис. 12.5

взаимодействий электродов и раствора применяются также бесконтактные низкочастотные и высокочастотные преобразователи [33, 34].

На рис. 12.5, *а* показано устройство низкочастотного трансформаторного преобразователя с короткозамкнутой вторичной обмоткой *1*, выполненной из стеклянной трубки, заполняемой исследуемым раствором. Прибор *2*, включенный в первичную обмотку преобразователя, градуируется в единицах концентрации, так как ток в этой обмотке зависит от сопротивления вторичной цепи, определяемого концентрацией раствора. Такой преобразователь используется для измерения концентрации растворов, удельная электропроводность которых находится в пределах 0—50(1/Ом·м).

Высокочастотные бесконтактные преобразователи выполняются в виде изоляционной трубки с наружными электродами (рис. 12.5, *б* и *в*) — емкостной преобразователь, или с наружной обмоткой (рис. 12.5, *г*) — индуктивный преобразователь.

Высокочастотные преобразователи включаются в резонансный контур, питающийся от генератора высокой частоты. При изменении концентрации изменяется активное сопротивление преобразователя, что определяется путем измерения добротности контура при помощи измерительной цепи, аналогичной цепи, используемой в куметрах (см. § 15.7).

На рис. 12.6 показан резистивный электрохимический преобразователь для измерения линейных перемещений X и схема его включения в мостовую измерительную цепь. Сопротивления R_1 и R_2 между подвижным электродом *1*, связанным с перемещающимся объектом, и неподвижными электродами *2* образуют два противоположных плеча моста, что позволяет снизить температурную погрешность и повысить чувствительность преобразователя. Такой преобразователь можно применять для измерения перемещений от 10 мкм до 100 мм.

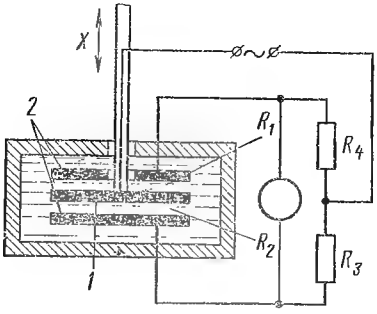


Рис. 12.6

Для измерения механических напряжений используются резистивные электрохимические преобразователи, выполненные из тонкой каучуковой трубки, концы которой плотно закрыты электродами, а внутренний объем ее полностью заполнен электролитом. Такой «тензорезистор» укрепляется на поверхности исследуемого объекта и позволяет измерять очень большие относительные деформации (до $\Delta l/l = 0{,}6$). В зависимости от длины и сечения трубки сопротивление преобразователя может быть от сотен ом до сотен килоом. Частотный диапазон таких преобразователей составляет 0—700 Гц.

Погрешности резистивных электрохимических преобразователей в основном обусловлены температурной зависимостью электропроводности растворов, влиянием электролиза и поляризации электродов. Для уменьшения температурной погрешности применяют схемы ее коррекции. Погрешности от электролиза и поляризации снижаются при питании преобразователя переменным током частотой 500÷2000 Гц, а также применением четырехэлектродных или бесконтактных преобразователей.

§ 12.4. Кулонометрические преобразователи

Принцип действия кулонометрических преобразователей основан на использовании явления электролиза. В соответствии с законом Фарадея, связь между количеством электричества и выделившимся веществом определяется уравнением:

$$Q = \int i dt = mzF/A, \qquad (12.5)$$

где m — масса выделившегося вещества; z — валентность ионов; A — атомный вес вещества; $F = 96\,522$ Кл/г-экв — постоянная Фарадея.

По принципу действия кулонометрические преобразователи являются интегрирующими устройствами, входной величиной которых может быть количество электричества или — при неизменной силе тока — время t. Выходной величиной может являться или масса выделив-

шегося при электролизе вещества, или изменение длины, сопротивления электродов, оптической прозрачности электродов и раствора.

Простейшим типом кулонометрического преобразователя является счетчик машинного времени (рис. 12.7), который применяется для измерения времени работы различных электротехнических устройств. В стеклянный корпус *1* помещены два медных электрода: анод *2* и катод *3*, расположенный в капилляре *4*, вдоль которого помещена шкала *5*. Преобразователь заполнен раствором $CuSO_4$. При включении преобразователя в цепь постоянного тока происходит электролиз, в результате которого анод растворяется, а на катоде из раствора выделяется такое же количество меди, что приводит к увеличению длины катода Δl. Концентрация раствора при этом остается неизменной.

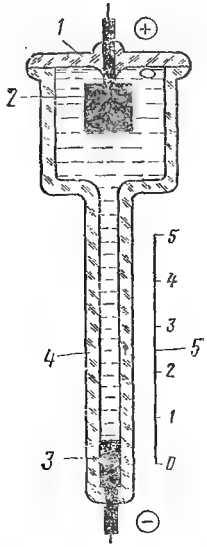


Рис. 12.7

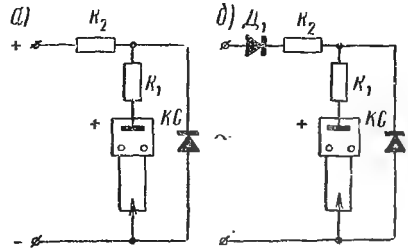


Рис. 12.8

При постоянном токе I из выражения (12.5) получается уравнение преобразования преобразователя:

$$\Delta l = \frac{A}{\delta z F} \cdot \frac{I}{S} t = kt,$$

где δ — плотность меди; S — площадь сечения катода; t — измеряемое время.

На рис. 12.8 приведены схемы включения счетчиков машинного времени при питании от сети постоянного тока (рис. 12.8, *а*) и от сети переменного тока (рис. 12.8, *б*).

Для уменьшения погрешности от колебания напряжения питания напряжение на зажимах счетчика стабилизируется при помощи кремниевых стабилитронов (*КС*) (см. § 4.6), чем достигается I = const.

Счетчики изготовляются с пределами измерения от 5 до 10 000 ч и рассчитаны на токи от 0,01 до 1 мА. Погрешность таких счетчиков составляет 5% при взвешивании катода и 20% при отсчете по шкале. Установка указателя в нулевое положение производится изменением направления тока через преобразователь.

Наиболее широкое применение кулонометрические преобразователи получили в качестве счетчиков количества электричества — счетчиков ампер-часов.

На рис. 12.9, *а* и *б* показаны устройство преобразователя и внешний вид счетчика типа Х602. Преобразователь представляет собой герметический стеклянный сосуд *1*, разделенный на две части пористым стеклянным диском *2*, пропитанным электролитом (водный раствор серной кислоты). По обе стороны диска установлены электроды *3* из платиновой сетки. Нижняя часть преобразователя заполнена электролитом, а свободное пространство — водородом. Ток между электродами вызывает выделение на катоде водорода и поглощение такого же

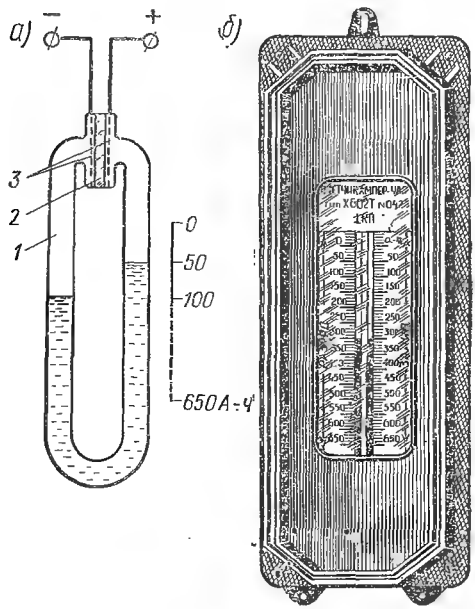


Рис. 12.9

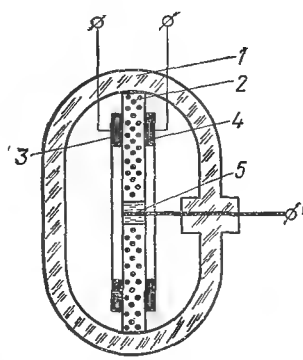


Рис. 12.10

количества водорода на аноде. Увеличение давления в катодной камере и соответствующее уменьшение его в анодной ветви приводит к изменению уровня электролита в преобразователе. Счетчик Х602 предназначен для измерения количества электричества при заряде и разряде батарей. Погрешность таких счетчиков составляет 2—4%.

Кулонометрический преобразователь ток-частота (рис. 12.10) представляет собой герметически закрытую ампулу *1*, разделенную на две камеры при помощи пористого диска *2*, к сторонам которого приварены платиновые кольцевые электроды *3* и *4*. В центре диска имеется сквозное капиллярное отверстие, в которое введен платиновый электрод *5*. Пористый диск пропитан раствором серной кислоты, а камеры заполнены водородом. При прохождении тока между электродами *3* и *4* в камерах возникает разность давлений, которая увеличивается до тех пор, пока раствор, заполняющий капиллярное отверстие в диске, не будет вытеснен из капилляра. При этом давление в камерах

выравнивается. Из-за наличия капиллярных сил в отверстие будет снова втянута капля раствора из диска, камеры отделятся друг от друга, и весь цикл начнет повторяться. При вытеснении раствора из капиллярного отверстия размыкается контакт между электродами *3* и *5*, причем частота размыканий пропорциональна скорости выделения при электролизе водорода, которая в свою очередь зависит от тока через преобразователь. Погрешность таких преобразователей составляет 1,5% и определяется в основном непостоянством взаимодействия давления и капиллярных сил, химической и физической неоднородностью раствора и др. Верхний частотный диапазон преобразователей ограничен конечной скоростью электрохимического процесса выделения и поглощения водорода и составляет несколько сот герц.

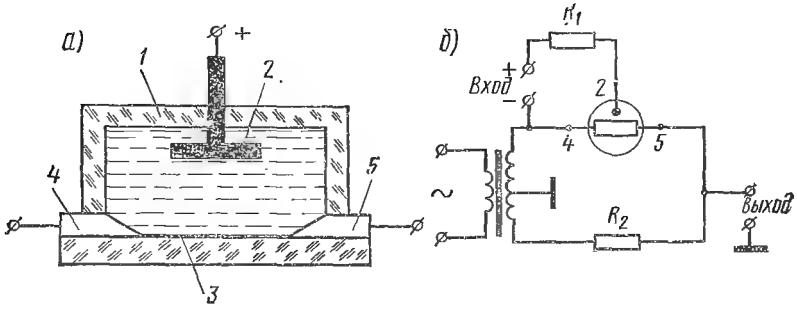


Рис. 12.11.

Управляемый резистор (мемистор) представляет собой герметическую ампулу *1* (рис. 12.11, *а*), в которую помещены два электрода: управляющий электрод *2* и электрод считывания *3*, который имеет два вывода *4* и *5*. Ампула заполнена электролитом, содержащим ионы металла, из которого изготовлен управляющий электрод, например медь, серебро. Электрод считывания выполнен в виде тонкой пленки из инертного металла или угля. При включении постоянного тока между управляющим электродом (анодом) и электродом считывания (катодом) ионы металла анода растворяются в растворе, а такое же количество металла из раствора в виде тонкой пленки осаждается на электроде считывания, уменьшая его сопротивление между выводами *4* и *5*. Таким образом, изменение сопротивления между выводами электрода считывания пропорционально количеству электричества, протекшему по цепи управления.

Измерение сопротивления между выводами *4* и *5* осуществляется на переменном токе (рис. 12.11, *б*). Существуют также управляемые резисторы с твердым электролитом.

Из законов Ома и Фарадея можно получить уравнение преобразования управляемого резистора [35]:

$$\frac{1}{R}=\frac{1}{R_0}+\frac{A}{l^2\rho\delta zF}\int idt,$$

где R — сопротивление резистора; R_0 — начальное сопротивление резистора; l — длина электрода считывания между выводами *4* и *5*; ρ — удельное сопротивление осаждаемого металла.

Резисторы имеют следующие характеристики: $R_0 = 20 \div 100$ Ом; диапазон изменения сопротивления $R_{макс}/R_{мин} = 20—100$; ток управления $0{,}1 \div 10$ мА; время изменения сопротивления от R_{max} до R_{min} $10 \div 120$ с (у резисторов с твердым электролитом этот параметр на 2—3 порядка больше); нестабильность сопротивления 1% в месяц; рабочий диапазон температур от —200 до +100° С.

Управляемые резисторы могут применяться в качестве интеграторов, ячеек памяти, в виде корректирующих элементов для компенсации медленных дрейфов, для создания генератора инфранизких частот. Кроме рассмотренных, существует ряд других кулонометрических преобразователей, которые используются в качестве индикаторов напряжения, бесконтактных переключателей, модуляторов светового потока, цифровых индикаторов и др. [35].

§ 12.5. Химотронные преобразователи

Химотроны — тип электрохимических преобразователей, основанный на использовании свойств «запорного» слоя в электролитах, т. е. слоя, обедненного носителями электрических зарядов. Такими свойствами обладают обратимые окислительно-восстановительные системы, содержащие окисленные и восстановленные формы ионов, например J_3^-/J^-, Fe^{+++}/Fe^{++}.

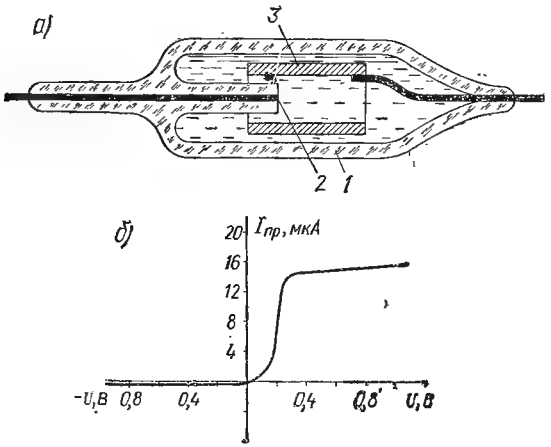


Рис. 12.12

Типичным представителем химотронных преобразователей является электрохимический диод (рис. 12.12, *а*), состоящий из герметического корпуса *1* с двумя электродами, заполненного электролитом, образующим с инертными электродами обратимую окислительно-восстановительную систему. При этом концентрация ионов J^- значительно больше, чем ионов J_3^-, а площадь анода значительно меньше площади катода. Анодом *2* является торец тонкой платиновой проволоки, катодом *3* — цилиндр из платиновой сетки или фольги. Сопротивление диода определяется в основном скоростью подачи ионов к поверхности малого электрода (аноду). При отрицательной полярности анода, когда на нем восстанавливаются окисленные ионы J_3^- ($J_3^- + 2e \rightarrow 3J^-$), концентрация которых мала, у анода образуется запорный слой и

диод закрывается. При положительной полярности анода на нем происходит окисление ионов J^- ($3J^- \rightarrow J_3^- + 2e$), концентрация которых велика, сопротивление перехода анод — раствор уменьшается и диод открывается.

На рис. 12.12, *б* показана статическая вольт-амперная характеристика диода. Пороговое напряжение в прямом направлении составляет несколько десятков милливольт, а обратный ток у некоторых типов диодов не превышает 10^{-8} А. Напряжение, прикладываемое к диоду, должно быть не более —0,9 В, так как при бо́льших напряжениях может произойти электролиз воды и «пробой» диода. Основное применение электрохимических диодов — выпрямление слабых токов низкой и инфранизкой частот. Их можно также использовать для стабилизации малых постоянных токов и дифференцирования электрических сигналов.

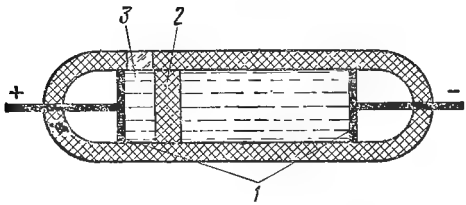


Рис. 12.13

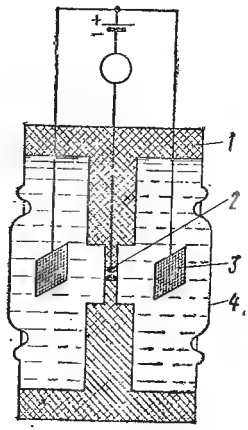


Рис. 12.14

Если между электродами *1* электрохимического диода поместить пористую перегородку *2* (рис. 12.13), то такой элемент можно применить для интегрирования электрического тока или напряжения. При прохождении тока в анодной камере *3* будет увеличиваться концентрация ионов J_3^- и уменьшаться концентрация ионов J^-.

Изменение концентрации ионов, пропорциональное количеству электричества, прошедшего через интегратор в соответствии с законом Фарадея, можно определить визуально по изменению цвета окраски раствора или электрическим способом с помощью дополнительных электродов считывания. На последнем основаны химотронные триоды и тетроды, которые применяются для интегрирования и усиления слабых сигналов постоянного тока и переменного тока низкой и инфранизкой частот, в качестве элементов памяти в счетнорешающих устройствах, а также вместо баллистического гальванометра при магнитных измерениях. Уровень собственных шумов химотронных триодов и тетродов ниже чем у транзисторов и электронных ламп. Величина дрейфа интегратора-тетрода, приведенная ко входу, менее 10^{-9} А.

Химотроны используются также в качестве преобразователей неэлектрических величин. На рис. 12.14 показано устройство химотронного преобразователя давления и схема его включения в измерительную цепь.

Цилиндрический корпус прибора из изоляционного материала *1* разделен на две камеры, соединенные узким каналом, в который введен платиновый кольцевой катод *2*. В камеры помещены аноды *3*, выполненные из платиновой сетки. Площадь анодов значительно больше площади катода. С торцов корпус герметически закрыт эластичными мембранами *4*. Корпус заполнен электролитом, который совместно с электродами образует окислительно-восстановительную систему. При этом концентрация окисленной формы ионов J_3^- значительно меньше восстановленной формы J^-, поэтому при отсутствии внешнего воздействия на мембраны у катода создается «запорный» слой и через прибор проходит только небольшой ток покоя, обусловленный естественной конвекцией ионов I_3^- к катоду. При действии давления на одну из мембран электролит начинает протекать из одной камеры в другую, и к катоду усиленно подводятся реагирующие на нем ионы J_3^- или, применяя терминологию полупроводниковой техники, в область катода впрыскиваются носители тока, которые, восстанавливаясь на катоде, приводят к увеличению тока через прибор.

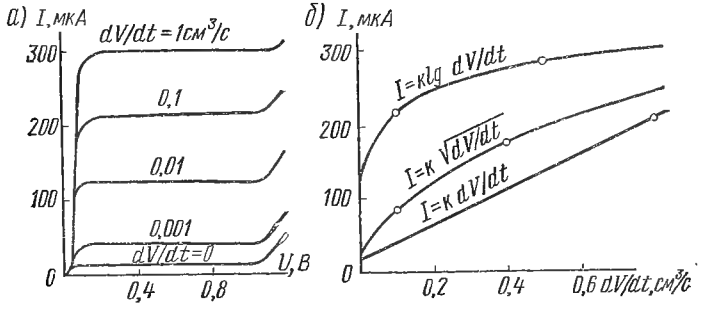


Рис. 12.15

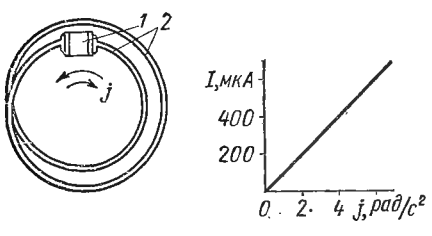


Рис. 12.16

На рис. 12.15, *а* приведены вольт-амперные характеристики преобразователя при различных скоростях протекания электролита через катодный канал. Соответствующим выбором формы катода и способа его расположения в канале можно получить различный характер зависимости силы тока от объемной скорости протекания электролита (рис. 12.15, *б*).

Химотронные преобразователи с упругими мембранами можно использовать для измерения переменных давлений, ускорений и вибраций [36]. На их основе можно создать приборы с порогом чувствительности к давлению 0,1 Н/м², к синусоидальным колебаниям с амплитудой менее 1 мкм и силой 10^{-4} Н.

На рис. 12.16 показаны устройство и характеристика углового акселерометра; он состоит из химотронного преобразователя *1* (см. рис. 12.14), к которому вместо мембран прикреплены концы нескольких витков пластмассовой трубки *2*. Вся система полностью заполнена электролитом. При наличии углового ускорения за счет инерции жидкости возникают перепад давления и соответствующий ток в измерительной цепи. Порог чувствительности такого преобразователя равен 0,001 рад/с^2.

Частотный диапазон химотронных преобразователей сверху ограничен скоростью диффузии ионов и обычно не превышает несколько десятков герц; нижний предел частотного диапазона ограничен жесткостью мембран и гидродинамическим сопротивлением катодного канала. При малой жесткости мембран и большом гидродинамическом сопротивлении он составляет 0,01÷0,001 Гц. Существуют преобразователи, у которых верхний предел частотного диапазона расширен до 100÷200 Гц. Температурный коэффициент чувствительности химотронных преобразователей составляет +2,5%/° С.

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Глава XIII

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

§ 13.1. Общие соображения. Классификация погрешностей

Оценка точности результата измерений, т. е. определение погрешности, имевшей место при измерении, является одной из основных задач измерений. При проведении измерений желательно получить значение измеряемой величины с заданной точностью или, иначе говоря, необходимое количество информации, являющееся мерой уменьшения неопределенности измеряемой величины.

Однако даже при использовании весьма точных приборов из-за неизбежных погрешностей результат измерения X определяет с некоторой вероятностью только интервал значений, включающих истинное значение измеряемой величины X_0. Разность между X и X_0 называется абсолютной погрешностью измерения, выражаемой в единицах измеряемой величины,

$$\Delta X = X - X_0. \tag{13.1}$$

Характеризуя точность измерения абсолютной погрешностью, необходимо указывать и значение измеренной величины. Практически пользуются также относительной погрешностью, определяемой как отношение абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины и выражаемой в относительных единицах или процентах:

$$\gamma = (\Delta X / X_0)\, 100\%. \tag{13.2}$$

Так как X_0 неизвестно, то в (13.2) вместо X_0 подставляют результат измерения X, поскольку X мало отличается от X_0.

Малая относительная погрешность соответствует высокой точности измерения. Количественно точность может быть выражена величиной A, обратной модулю относительной погрешности. Например, если $\gamma = 1 \cdot 10^{-3}\% = 10^{-5}$, то точность $A = 10^5$.

Погрешности измерений зависят от метрологических параметров используемых средств измерений (основной и дополнительных погрешностей, диапазона измерений, мощности, потребляемой приборами от

объекта измерения, быстродействия и др.), совершенства используемого метода измерения, внешних условий измерения, а также от свойств объекта измерения и измеряемой величины.

Погрешности измерений могут существенно превышать погрешности используемых мер и приборов, если не соблюдать определенных правил измерений и не вносить поправок, учитывающих воздействие различных влияющих величин. С другой стороны, используя специальные методы устранения ряда погрешностей и статистическую обработку данных многократных наблюдений, можно в некоторых случаях добиться, чтобы погрешность результата измерений была меньше погрешности используемых средств измерений.

В общем случае погрешность измерения представляет собой нестационарную случайную величину, которую можно представить в виде:

$$\Delta X = M[\Delta X] + \delta, \tag{13.3}$$

где $M[\Delta X]$ — математическое ожидание погрешности; δ — стационарная центрированная случайная величина.

Математическое ожидание погрешности измерения принято называть систематической погрешностью, а ее центрированную случайную составляющую — случайной погрешностью. Такое разделение погрешностей на систематические и случайные обусловлено разным характером их проявления в процессе измерения, а также различием в методах их оценки и учета. Систематическая погрешность при повторных измерениях одной и той же величины остается постоянной или закономерно изменяется. Случайная погрешность при повторных измерениях одной и той же неизменной по значению величины изменяется по значению и знаку случайным образом и зависит от носящих случайный характер изменений условий эксперимента и параметров средств измерений.

Иногда результат измерения явно не соответствует ожидаемому значению измеряемой величины. Это свидетельствует о том, что результат измерения содержит грубую погрешность, иногда называемую промахом. Грубые погрешности обычно обусловлены неправильным отсчетом по прибору, ошибкой при записи наблюдений, влиянием сильной внешней помехи, сбоем в работе автоматических приборов и др. Результаты, содержащие грубые погрешности, должны быть исключены при статистической обработке результатов наблюдений. При единичном измерении грубая погрешность может быть обнаружена только на основе опыта и логических заключений экспериментатора с учетом свойств объекта и средств измерений.

В приведенной классификации погрешностей предполагается, что в процессе измерения измеряемая величина остается постоянной. В практике, особенно при технических измерениях, приходится иметь дело с измерением величин, изменяющихся во времени. Здесь четкое разграничение систематической и случайной составляющих погрешности становится затруднительным. В этом случае к систематическим относят известные постоянные погрешности или функционально связанные с определенными влияющими величинами, которые в свою очередь могут быть измерены, и тогда влияние систематических погреш-

ностей можно учесть. К случайным же относят погрешности, для которых явно не существуют или не известны связи с влияющими величинами или известны функциональные связи, но сами влияющие величины изменяются случайным образом. Таким образом, на классификацию погрешностей влияет еще и степень их изученности. Поэтому часто неопределенные систематические погрешности или неисключенные остатки систематических погрешностей переводятся в разряд случайных и учитываются по правилам оценки случайных погрешностей.

По природе возникновения отдельные погрешности измерений могут быть разделены на инструментальные, методические, погрешности установки и отсчитывания. Все эти погрешности могут содержать как систематические, так и случайные составляющие.

Инструментальные погрешности обусловлены конструктивными и технологическими недостатками используемых средств измерений. Например, погрешность от неправильной градуировки шкалы прибора — систематическая для данного прибора, а погрешность от трения в его опорах — случайная. Инструментальная погрешность меры содержит систематическую составляющую из-за неточности ее изготовления и случайную составляющую от нестабильности ее элементов.

Методические погрешности происходят от несовершенства метода измерений, а также от допущенных упрощений при определении зависимостей, положенных в основу метода измерений. Характерной методической погрешностью является, например, погрешность, обусловленная потреблением приборами мощности, что зависит от конечных значений сопротивлений цепей самих приборов.

При измерении сопротивлений одинарным мостом (см. § 15.3) появляется методическая погрешность от влияния сопротивлений соединительных проводов и переходных контактов, которая содержит систематическую и случайную составляющие.

К методическим относятся также погрешности, связанные с некоторой неопределенностью параметров самого объекта измерения. Например, при измерении э. д. с. нормального элемента нестабильность измеряемой э. д. с. является причиной, ограничивающей точность измерения. Другим примером ограничения точности из-за неопределенности измеряемой величины является измерение магнитной индукции неоднородных магнитных полей (см. § 19.1). В этом случае результат измерения представляет собой некоторое усредненное значение плотности магнитного потока в объеме, занимаемом измерительным преобразователем. По мере уменьшения объема преобразователя и увеличения точности измерений сужается интервал неопределенности измеряемой магнитной индукции, но это сужение имеет предел, обусловленный конечными размерами измерительного преобразователя и неопределенностью распределения магнитной индукции в его объеме. Аналогичные трудности имеют место при очень точных измерениях длины какой-либо детали из-за микронеровностей ее концевых граней.

Погрешности установки вызываются отклонением условий измерений от нормальных условий, т. е. тех условий, при которых производились градуировка и поверка средств измерений. Сюда относятся, например, погрешности от неправильной установки прибора в прост-

ранстве или его указателя на нулевую отметку, от влияния рядом расположенных приборов, от изменения температуры, частоты и напряжения питания, внешних электромагнитных полей и других влияющих величин.

Погрешности отсчитывания зависят от вида отсчетного устройства и субъективных особенностей экспериментатора (например, погрешности из-за запаздывания реакции экспериментатора или от неточного отсчета долей деления по шкале прибора). Эти погрешности отсутствуют при использовании цифровых приборов.

§ 13.2. Систематические погрешности и методы их исключения

Анализ возможных причин появления систематических погрешностей, способы их обнаружения и исключения являются одними из основных этапов процесса измерения.

Наличие систематических погрешностей определяет степень правильности измерений: чем меньше эти погрешности, тем правильнее измерения. Невыявленные систематические погрешности могут сильно исказить результат измерения.

Причины возникновения систематических погрешностей обычно могут быть установлены при подготовке и проведении измерений. Эти причины весьма разнообразны: несовершенство используемых средств и методов измерений; неправильное расположение приборов в пространстве и по отношению друг к другу; влияние внешних факторов на параметры средств измерений и на сам объект измерения; индивидуальные особенности экспериментатора и др.

По характеру проявления систематические погрешности разделяются на постоянные и переменные.

К постоянным погрешностям относятся, например, погрешности, обусловленные неточностью подгонки значения меры, неправильной градуировкой шкалы прибора или неправильной установкой прибора по уровню. Переменные погрешности могут возникнуть, например, от нестабильности напряжения источника питания, влияния электромагнитных полей, температуры и других влияющих величин, которые сами изменяются по некоторым законам.

Систематические погрешности можно исключить или уменьшить, устранив прежде всего причины их появления. К таким способам устранения относятся: теплоизоляция и термостатирование отдельных узлов или прибора в целом, а также проведение измерений в термостатированных помещениях для исключения температурной погрешности; применение экранов для защиты от влияния электромагнитных полей; использование стабилизированных источников питания; амортизация приборов, а также удаление источников влияющих воздействий от средств и объекта измерений. Другим радикальным способом исключения систематических погрешностей является поверка средств измерений перед их применением в аналогичных условиях с целью определения поправок к результатам измерения, которые представляются в виде таблиц или графиков поправок.

Многие систематические погрешности можно рассчитать на основании известных характеристик используемых приборов или особенностей применяемых методов измерений. Так, погрешность от влияния окружающей температуры в ряде случаев может быть рассчитана на основании известных температурных зависимостей параметров средств измерений. Если известны параметры применяемых приборов, то можно рассчитать систематическую погрешность, обусловленную их собственным потреблением мощности и т. п. Способы расчета и исключения ряда методических погрешностей рассматриваются в соответствующих главах в связи с изучением конкретных методов измерений различных величин.

Наряду с общими методами исключения систематических погрешностей применяют специальные методы:

1) метод замещения измеряемой величины равновеликой ей известной величиной. При этом измерение производится в два приема. Сначала по отчетному устройству прибора делают отсчет при включении измеряемой величины, а затем, сохраняя все условия эксперимента неизменными, вместо измеряемой величины включают известную регулируемую величину (или многозначную меру), значение которой устанавливается таким образом, чтобы на отсчетном устройстве прибора получилось то же показание, которое было при включении измеряемой величины. За результат измерения принимается значение известной величины. Примером использования метода замещения является измерение сопротивления при помощи моста постоянного тока и мер сопротивлений (см. § 2.2, рис. 2.3). Погрешность измерения при этом будет образовываться из погрешности меры и случайной погрешности указателя равновесия; постоянные же систематические погрешности при этом исключаются;

2) метод компенсации погрешности по знаку. Этот метод применяется для исключения известных по природе, но неизвестных по значению погрешностей, источники которых имеют направленное действие (например, погрешности от влияния постоянных магнитных полей, термо-э. д. с.). Для устранения таких погрешностей измерения производят дважды так, чтобы погрешность входила в результаты измерений с противоположными знаками. При этом в качестве окончательного результата измерений принимают среднее значение из результатов двух измерений;

3) метод симметричных наблюдений, который применяют для исключения погрешностей, изменяющихся по линейному закону. Так, при измерении сопротивления путем сравнения падения напряжения на образцовом и измеряемом резисторах, включенных последовательно и питаемых от общего источника (см. § 15.3), может возникнуть погрешность от изменения тока вследствие разряда батареи. Для исключения этой погрешности трижды измеряют падение напряжения:

сначала на образцовом резисторе

$$U_0' = IR_0,$$

затем через равные промежутки времени на измеряемом резисторе

$$U_x = (I - \Delta I_1) R_x$$

и далее снова на образцовом резисторе

$$U_0'' = (I - \Delta I_2) R_0.$$

Если ток изменяется во времени по линейному закону, то

$$\Delta I_1 = \Delta I_2/2 \text{ и } I - \Delta I_1 = (U_0' + U_0'')/2R_0.$$

Тогда

$$R_X = 2U_X R_0/(U_0' + U''_0).$$

Систематические погрешности, изменяющиеся в процессе измерения, могут быть обнаружены при обработке результатов многократных наблюдений статистическими методами. Экспериментальные данные разбиваются для обработки на несколько независимых групп наблюдений. Большие расхождения между групповыми средними или групповыми дисперсиями указывают на наличие систематической погрешности.

Для обнаружения систематических погрешностей можно также применить метод корреляционного анализа [37]. Степень корреляционной (взаимной) связи между двумя случайными величинами характеризуется коэффициентом корреляции, который равен +1 или —1, если между величинами существует функциональная линейная зависимость, или нулю для некорреляцированных величин. По виду корреляционной зависимости можно установить характер изменения систематической погрешности в зависимости от выбранного аргумента.

Одним из наиболее опасных видов систематических погрешностей являются постоянные погрешности, присутствие которых не предполагается и причины которых неизвестны. Такие погрешности могут быть обнаружены путем измерений данной величины независимыми методами. Неизвестные погрешности можно также обнаружить путем измерения нескольких величин, связанных уравнением или физической зависимостью (например, сумма токов в узле по закону Кирхгофа должна равняться нулю; сумма углов в треугольнике должна равняться 180°). Если результаты измерения не обеспечивают точного выполнения известной зависимости, то это свидетельствует о наличии систематической погрешности. Этот способ часто применяют для точного определения физических констант.

Некоторые из рассмотренных методов исключения систематических погрешностей используют при построении средств измерений. Так, во многих приборах применяют устройства для ручной или автоматической коррекции нуля и чувствительности, цепи коррекции температурных и частотных погрешностей и др.

Специальные методы исключения систематических погрешностей применяются главным образом при точных измерениях в лабораторных условиях. Однако повышение требований к точности измерений в производственных условиях обусловливает применение некоторых специальных методов в современных автоматизированных приборах и информационно-измерительных системах [38]. Одним из таких методов является метод образцовых сигналов, заключающийся в том, что на вход измерительного устройства периодически, вместо измеряемой

величины, подаются образцовые сигналы такого же рода, что и измеряемая величина. Разность между определенными значениями реальной градуировочной характеристики измерительного устройства и его номинальной градуировочной характеристики используется для автоматической коррекции или для автоматического введения поправок в результат измерения. При этом, как и в методе замещения, устраняются почти все систематические погрешности, но только в тех точках диапазона измерений, которые соответствуют значениям образцовых сигналов.

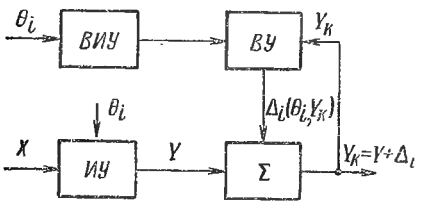


Рис. 13.1

Для исключения погрешностей от влияющих величин в некоторых автоматических измерительных устройствах и системах используется метод вспомогательных измерений. Для реализации этого метода одновременно с измеряемой величиной X при помощи вспомогательных измерительных устройств *ВИУ* (рис. 13.1) производится измерение каждой из влияющих величин θ_i и вычисление при помощи вычислительного устройства *ВУ* поправок Δ_i к результатам измерения Y. Очевидно, метод вспомогательных измерений применим для исключения погрешностей от влияющих величин, скорость изменения которых значительно меньше быстродействия *ВИУ* и *ВУ*.

§ 13.3. Случайные погрешности и методы обработки результатов измерений

Появление случайных погрешностей обусловлено совместным действием на средства и объект измерений многочисленных случайных причин, между которыми отсутствует взаимная связь. Оценку случайных погрешностей можно произвести только на основе обработки ряда многократных наблюдений, пользуясь методами математической статистики и теории вероятностей [39—41]. При этом для случайных погрешностей можно указать границы интервала, накрывающего с заданной вероятностью погрешность измерения, называемые доверительными границами погрешности результата измерения или, кратко, доверительными погрешностями. При симметричных границах последний термин применяется в единственном числе.

Случайные погрешности, в отличие от систематических, нельзя учесть с помощью поправок или исключить в процессе измерения, так как при каждом повторном наблюдении они принимают новые значения. Их влияние на результат измерения можно уменьшить путем проведения многократных наблюдений. Если путем обработки результатов многократных наблюдений получена оценка случайных погрешностей, присущих данным средствам и методам измерений, то можно утверждать, что при использовании этих средств и методов измерений в аналогичных условиях будут иметь место случайные погрешности такого же порядка.

Если все систематические погрешности исключены, то случайная погрешность представляет собой центрированную случайную величину с математическим ожиданием, равным нулю. Случайная погрешность i-го результата измерения x_i может быть представлена как:

$$\delta_i = x_i - M[X], \tag{13.4}$$

где $M[X]$ — математическое ожидание измеряемой величины, относительно которого рассеиваются результаты измерений и которое при отсутствии систематических погрешностей принимается за истинное значение измеряемой величины.

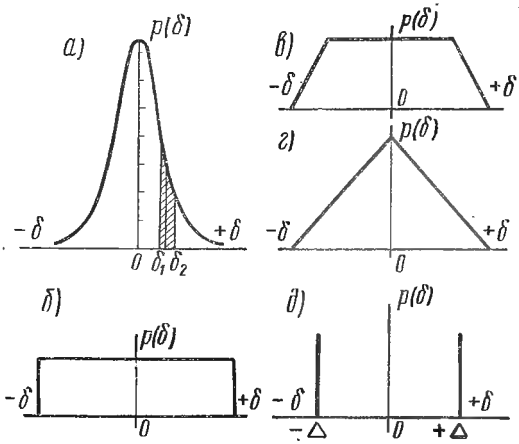


Рис. 13.2

Наиболее полной характеристикой случайных погрешностей, как и любой случайной величины, является закон распределения их вероятностей, определяющий возможные значения случайных погрешностей и вероятность их появления. Законы распределения вероятностей случайных погрешностей весьма разнообразны. На рис. 13.2 показаны некоторые наиболее распространенные из них: нормальный (*а*); равномерный (*б*); трапецеидальный (*в*); треугольный (*г*) и в виде двух δ-функций (*д*). Ординаты кривой закона распределения $p(\delta)$ соответствуют плотности вероятности случайных погрешностей δ, значения которых отложены по оси абсцисс. Вся площадь, ограниченная кривой распределения и осью абсцисс, равна вероятности появления любого из возможных значений δ, т. е. единице. Вероятность того, что случайная погрешность будет лежать в пределах от δ_1 до δ_2 определяется площадью, ограниченной вертикалями, проведенными через точки δ_1 и δ_2 (заштрихованная площадь на рис. 13.2, *а*).

Часто случайные погрешности подчиняются нормальному закону распределения вероятностей. Это объясняется тем, что многие случайные погрешности являются результатом совместного действия большого числа случайных независимых причин, каждая из которых вносит примерно одинаковый вклад в общую погрешность. В этом случае, как доказывается в теории вероятностей, распределение погрешностей стремится к нормальному распределению вероятностей вне зависимости от распределения вероятностей отдельных составляющих.

Равномерному закону распределения вероятностей подчиняются случайные погрешности, например, от трения в опорах стрелочных приборов, от квантования по значению в цифровых приборах (см. § 26.1) и ряд других. При таком законе распределения все возмож-

ные значения случайных погрешностей находятся в пределах конечного интервала, причем вероятность нахождения погрешности внутри любого подинтервала одинаковая.

Закон распределения суммы двух независимых случайных погрешностей (композиция), каждая из которых распределена по равномерному закону (рис. 13.2, *б*), в общем случае имеет вид трапеции (рис. 13.2, *в*). В частности, композиция двух одинаковых равномерных распределений представляет собой треугольное распределение (рис. 13.2, *г*). В практике измерений встречаются погрешности, которые подчиняются законам распределения, существенно отличающимся от рассмотренных симметричных одномодальных законов. Так, погрешности, обусловленные гистерезисом, подчиняются закону распределения в виде двух δ-функций, когда имеют место погрешности, равные только $+\Delta$ и $-\Delta$ (рис. 13.2, *д*), а другие погрешности не встречаются.

Дать характеристику погрешностей измерений и средств измерений путем представления полного описания закона распределения вероятностей практически невозможно, так как для этого необходимо определить все вероятные значения случайных погрешностей. Поэтому на практике оценку случайных погрешностей производят числовыми параметрами законов распределения, которые устанавливают на основе результатов ряда многократных наблюдений.

Наиболее важным параметром распределения случайных погрешностей является дисперсия σ^2 или среднее квадратическое отклонение σ. Дисперсия представляет собой математическое ожидание квадрата случайных погрешностей и характеризует разброс результатов измерений из-за наличия случайных погрешностей:

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta^2 \, p(\delta) \, d\delta. \qquad (13.5)$$

На практике удобнее пользоваться средним квадратическим отклонением σ, определяемым как положительный корень квадратный из дисперсии, которое имеет такую же размерность, что и сама случайная погрешность.

Границы интервала, за пределы которого с заданной вероятностью P не выходят случайные погрешности, обычно выражают в долях от σ:

$$\Delta_{1,2} = \pm k\sigma, \qquad (13.6)$$

где безразмерный коэффициент k определяется задаваемой вероятностью P и видом закона распределения вероятностей случайных погрешностей. Таким образом, для характеристики случайных погрешностей необходимо определить σ и k.

Практически для определения доверительной погрешности получают конечный ряд из n наблюдений, по которому можно найти только приближенную оценку среднего квадратического отклонения σ. Такой оценкой σ является:

$$s = \sqrt{\Sigma(x_i - x)^2/(n-1)}\,, \qquad (13.7)$$

где x_i — результат i-го наблюдения; $\overline{x}$ — среднее арифметическое значение результатов наблюдений, являющееся оценкой математического ожидания $M[X]$ измеряемой величины.

Из теории вероятностей следует, что при неограниченном числе наблюдений ($n \to \infty$) s стремится к σ (и s тем ближе к σ, чем больше n), а среднее арифметическое значение $\overline{x}$ стремится к математическому ожиданию $M[X]$. Как видно из (13.7), для оценки σ вместо случайных погрешностей δ используются отклонения x_i от $\overline{x}$, т. е. $v_i = x_i - \overline{x}$. После того, как выполнен ряд наблюдений, можно по полученным данным построить приближенный график закона распределения, так называемую гистограмму распределения. Для этого все полученные значения v_i разбивают на несколько (семь — девять) интервалов и подсчитывают относительную частоту попадания полученных значений в каждый интервал. По этим значениям частот строят ступенчатую кривую (гистограмму). По виду гистограммы можно подобрать для нее близкий теоретический закон распределения, для которого известны аналитические функции плотности вероятности. Пользуясь этими функциями или уже имеющимися таблицами, можно определить коэффициент k для заданной вероятности P.

Например, если по виду гистограммы можно заключить, что случайные погрешности подчиняются равномерному закону распределения вероятностей, то зависимость между Δ и σ определяется следующим образом. Аналитически равномерное распределение случайной величины можно представить так:

$$p(\delta) = 1/2\Delta \quad \text{при} \quad -\Delta \leqslant \delta \leqslant +\Delta;$$

$$p(\delta) = 0 \qquad \text{при} \qquad |\delta| > \Delta.$$

В соответствии с формулой (13.5) для равномерного распределения

$$\sigma^2 = \int_{-\Delta}^{+\Delta} \delta^2 p(\delta)\, d\delta = \frac{1}{2\Delta} \cdot \frac{\delta_1^3 - \delta_2^3}{3} \Bigg|_{-\Delta}^{+\Delta} = \frac{\Delta^2}{3},$$

откуда

$$\sigma = \Delta/\sqrt{3}, \text{ или } \Delta = 1{,}73\sigma.$$

В этом простейшем случае по значению σ и коэффициенту $k = 1{,}73$, который соответствует $P = 1$, легко определяются границы интервала возможных значений случайных погрешностей, которые равномерно распределены в этом интервале. Вероятность появления случайных погрешностей за границами этого интервала равна нулю. Зависимость коэффициента k от вероятности P при равномерном законе распределения вероятностей представлена в виде кривой *1* на рис. 13.3 [42]. Пользуясь этой кривой, можно определить значения k при различных доверительных вероятностях P.

Для треугольного закона распределения вероятностей зависимость между σ и Δ можно определить аналогичным образом, пользуясь формулой (13.5):

$$\sigma = \Delta/\sqrt{6}, \text{ или } \Delta = 2{,}45\sigma.$$

Отсюда ясно, что для треугольного закона распределения при доверительной вероятности $P = 1$ коэффициент $k = 2{,}45$ и все значения случайных погрешностей лежат в границах интервала $\pm\Delta$, где $|\Delta| = 2{,}45\ \sigma$. Для других значений P коэффициенты k можно получить, используя зависимость $k = f(P)$, представленную кривой *5* на рис. 13.3.

На рис. 13.3 приведены также зависимости $k = f(P)$ для трех трапецеидальных законов распределения с разными отношениями оснований c/b: верхнее основание $c = 3b/4$ (кривая *2*); $c = b/2$ (кривая *3*); $c = b/4$ (кривая *4*), а также для нормального закона распределения

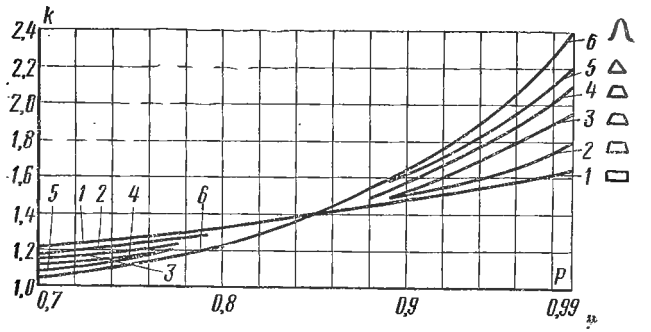


Рис. 13.3.

(кривая *6*). Как видно из представленных зависимостей, для всех значений $P > 0{,}85$ наибольшие значения k при одних и тех же заданных вероятностях имеют место при нормальном законе распределения вероятностей. Любое другое распределение характеризуется меньшими значениями коэффициентов k. На практике чаще всего, если неизвестен закон распределения вероятностей случайных погрешностей, принимают нормальный закон распределения.

Аналитически нормальное распределение описывается функцией:

$$p\delta = e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}} / \sigma\sqrt{2\pi}. \qquad (13.8)$$

Нормальному закону распределения присущи свойства симметрии и монотонного убывания плотности вероятности. Это означает, что при очень большом числе измерений появление случайных погрешностей, равных по значению, но разных по знаку, равновероятно. При этом малые погрешности встречаются чаще, чем большие, а появление очень больших случайных погрешностей мало вероятно.

Пользуясь формулой (13.8), при различных значениях $k = \Delta/\sigma$ для нормального закона были рассчитаны соответствующие значения вероятностей P и сведены в таблицу, называемую таблицей функций Лапласа. Пользуясь этой таблицей, можно для заданной вероятности P определить значение k, или наоборот. В табл. 13.1 приведены коэффициенты k для некоторых значений P. В этой же таблице указаны значения $Q = (1 - P)$ — вероятности появления случайной погреш-

ности за границами интервала $\pm k\sigma$, а также n — число измерений, из которых в среднем только в одном появляется случайная погрешность $|\,\,| > k\sigma$.

Таблица 13.1

	Значения k							
	0,67	1	1,5	1,65	2	2,5	3	4
P	0,5	0,68	0,87	0,90	0,95	0,997	0,997	0,99993
Q	0,5	0,32	0,13	0,10	0,05	0,012	0,003	0,00007
n	2	3	8	10	22	84	370	15 625

Для оценки случайных погрешностей, кроме среднего квадратического отклонения σ, иногда пользуются вероятной погрешностью, равной $(2/3)\sigma$, и «предельной» погрешностью, равной 3σ. Как видно из табл. 13.1, появление случайных погрешностей в пределах и за пределами интервала $\pm(2/3)\sigma$ равновероятно, а вероятность появления случайных погрешностей, абсолютное значение которых больше 3σ, составляет всего 0,003. Отсюда следует, что если произвести очень много измерений, то при нормальном законе распределения в среднем каждый из двух результатов измерений будет иметь случайную погрешность более $(2/3)\,\sigma$, и только в одном результате из 370 появится случайная погрешность по значению большая 3σ. Обычно при точных измерениях предельная погрешность 3σ считается критерием грубых погрешностей, поэтому результаты, содержащие погрешности больше 3σ, исключают из рассмотрения.

Рассмотренные параметры σ и k позволяют установить интервал, за границы которого с заданной вероятностью не выходит значение случайной погрешности единичного результата наблюдения x_i, выполненного в тех же условиях, при которых была определена оценка σ.

В ряде случаев — при измерении заведомо постоянной величины — возникает задача повышения точности измерения за счет уменьшения влияния случайных погрешностей, для чего проводят ряд повторных наблюдений. Повторные наблюдения имеет смысл производить в том случае, если систематические погрешности исключены или если они значительно меньше случайных погрешностей, так как систематические погрешности нельзя исключить увеличением числа наблюдений. Кроме того, необходимо также учитывать, что погрешность результата измерения, обусловленная случайными погрешностями, не может быть снижена до значения, меньшего порога чувствительности используемых средств измерений.

В качестве результата измерения принимается среднее арифметическое значение полученных результатов наблюдений:

$$\bar{x} = (x_1 + x_2 + \ldots + x_n)/n. \qquad (13.9)$$

Если метод и средства измерений предварительно изучены и известно среднее квадратическое отклонение σ, то доверительные границы погрешности результата измерения $\bar{x}$ равны $\pm k\sigma/\sqrt{n}$, так как оценка $s_{\bar{x}}$

среднего квадратического отклонения среднего арифметического значения $\bar{x}$ в $\sqrt{n}$ раз меньше оценки среднего квадратического отклонения σ, т. е.

$$s_{\bar{x}} = \sqrt{\Sigma (x_i - \bar{x})^2 / n(n-1)}. \qquad (13.10)$$

Однако обычно σ неизвестно и его оценку s приходится определять в процессе измерения по результатам сравнительно небольшого числа наблюдений. Точность оценки σ при этом невелика, вследствие чего интервал для истинного значения измеряемой величины должен быть увеличен. Тогда вместо коэффициентов k при определении доверительной погрешности используют коэффициенты Стьюдента t_{pn}, которые определяются по специальной таблице в зависимости от задаваемой доверительной вероятности P и числа измерений n, на основании которых получена оценка s. При $n > 30$ коэффициенты Стьюдента t_{pn} незначительно отличаются от коэффициентов k.

В табл. 13.2 приведены значения коэффициентов Стьюдента при $n = 2 \div 10$, 20, 30 и ∞ для нескольких значений вероятности P.

Таблица 13.2

n \ P	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	0,98	0,99	0,999
2	1,00	1,38	2,0	3,1	6,3	12,7	31,8	63,7	636,6
3	0,82	1,06	1,3	1,9	2,9	4,3	7,0	9,9	31,6
4	0,77	0,98	1,3	1,6	2,4	3,2	4,5	5,8	12,9
5	0,74	0,94	1,2	1,5	2,1	2,8	3,7	4,6	8,6
6	0,73	0,92	1,2	1,5	2,0	2,6	3,4	4,0	6,9
7	0,72	0,90	1,1	1,4	1,9	2,4	3,1	3,7	6,0
8	0,71	0,90	1,1	1,4	1,9	2,4	3,0	3,5	5,4
9	0,71	0,90	1,1	1,4	1,9	2,3	2,9	3,4	5,0
10	0,70	0,88	1,1	1,4	1,8	2,3	2,8	3,3	4,8
20	0,69	0,86	1,1	1,3	1,7	2,1	2,5	2,9	3,9
30	0,68	0,85	1,1	1,3	1,7	2,0	2,5	2,8	3,7
∞	0,67	0,84	1,0	1,3	1,6	2,0	2,3	2,6	3,3

В табл. 13.3 приведен пример обработки результатов наблюдений при измерении сопротивления резистора, произведенном одинарным мостом.

На основании полученных результатов многократных наблюдений можно определить интервал, в котором находится истинное значение измеряемого сопротивления, например, с доверительной вероятностью $P = 0{,}98$.

Рассмотрение результатов наблюдений (R_i) показывает, что результат 9-го наблюдения содержит грубую погрешность, поэтому он исключается из дальнейшего рассмотрения.

В последнем столбце табл. 13.3 приведены результаты вычисления s и $s_{\bar{x}}$ по формулам (13.7) и (13.10). С учетом заданной вероятности $P = 0{,}98$ и числа наблюдений $n = 10$ в табл. 13.2 находим коэффи-

Таблица 13.3

№ п.п.	R_i, Ом	$v_i=(R_i-\overline{R})$, Ом	v_i^2, Ом²	Вычисления s и $s_{\bar{x}}$
1	9791	—3,4	11,56	
2	9795	+0,6	0,36	
3	9789	—5,4	29,16	$s=\sqrt{\frac{\Sigma v_i^2}{n-1}}=\sqrt{\frac{84,4}{9}}=$
4	9794	—0,4	0,16	$=3$ Ом
5	9796	+1,6	2,56	
6	9800	+5,6	31,36	
7	9793	—1,4	1,96	
8	9795	+0,6	0,36	
9	9765	—	—	$s_{\bar{x}}=\sqrt{\frac{\Sigma v_i^2}{n\ (n-1)}}=1$ Ом
10	9794	—0,4	0,16	
11	9797	+2,6	6,76	
	$\overline{R}=9794,4$	$\Sigma v_i=0$	$\Sigma v_i^2=84,4$	

циент Стьюдента $t_{pn}=2,8$ и определяем доверительные границы погрешности результата измерения:

$$\Delta=\pm t_{pn}\,s_{\bar{x}}=\pm 2,8 \text{ Ом}.$$

Таким образом, истинное значение измеренного сопротивления R_0 в омах с вероятностью 0,98 лежит в интервале $9794,4-2,8<R_0<9794,4+2,8$ или $R_0=9794,4\pm 2,8$ Ом (0,98).

Погрешности измерений обычно указываются с одной значащей цифрой. При точных измерениях или, если первая значащая цифра погрешности меньше трех, погрешность указывается двумя значащими цифрами. Числовое значение результата измерения должно записываться с младшим разрядом значащих цифр, который имеется в погрешности результата. Все недостоверные цифры результата измерений должны округляться.

§ 13.4. Суммирование погрешностей

При оценке результатов измерений, а также при анализе и синтизе средств измерений часто необходимо решать задачи о суммирование погрешностей. Такие задачи возникают, в частности, при оценке погрешностей косвенных измерений, при определении результирующей погрешности от комплексного действия нескольких влияющих величин, при оценке погрешности сложного измерительного устройства по известным погрешностям отдельных его блоков, при определении требований к точности средств измерений, если задана допустимая погрешность результата измерения.

Вопрос о суммировании погрешностей является весьма сложным и не получил еще общепринятого и корректного теоретического решения. Наиболее распространенными способами суммирования погрешностей являются алгебраическое суммирование систематических погрешностей и геометрическое суммирование случайных погрешностей, как корень квадратный из сумм квадратов отдельных слага-

емых. Однако такой подход часто приводит к неверной оценке результирующей погрешности, если при этом не учитываются взаимные связи между суммируемыми погрешностями. Кроме того, практически по ряду причин правильно применить эти методы бывает невозможно и вместо алгебраического суммирования погрешностей с учетом их знаков производят арифметическое суммирование модулей всех составляющих. В основном это обусловлено трудностями в разделении погрешностей на систематические и случайные составляющие, о чем уже говорилось, и несовершенством методов нормирования метеорологических характеристик средств измерений.

В настоящее время класс точности большинства приборов определяется его основной погрешностью, которая устанавливается по значению максимальной приведенной погрешности, встретившейся в ограниченном ряде наблюдений при поверке прибора на всех оцифрованных отметках его шкалы. При этом основная погрешность, которая дается без указания знака, содержит как систематическую, так и случайную составляющие, которые нельзя разграничить, если известен только класс точности прибора.

Дополнительные погрешности приборов от влияющих величин обычно нормируются в долях от основной погрешности также без указания знака.

Если определить погрешность результата измерения при использовании прибора в условиях действия различных влияющих величин, как арифметическую сумму модулей его основной и дополнительных погрешностей, то это приведет к завышенной оценке результирующей погрешности, особенно, если число слагаемых велико, так как отдельные составляющие погрешности обусловлены разными, в общем случае независимыми, причинами и мало вероятно, что все они имеют один и тот же знак и максимально допустимые значения. Правильнее такие погрешности суммировать не арифметически, а геометрически.

Аналогичная ситуация имеет место, если результат измерения определяется косвенным путем по показаниям ряда приборов. Все эти приборы имеют свои систематические погрешности, которые взаимно независимы, например от неточной градуировки шкал приборов. Если отсутствуют таблицы поправок, то для всей совокупности приборов погрешности отдельных приборов могут рассматриваться как случайные величины и должны суммироваться по правилам сложения независимых случайных погрешностей, т. е. геометрически. С другой стороны, если геометрически суммировать случайные погрешности, между которыми существует сильная корреляционная связь, то можно получить неправильную оценку суммарной погрешности, так как среднеквадратическое отклонение суммы, например двух таких случайных погрешностей, определяется формулой:

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + 2r_{1,2}\sigma_1\sigma_2}, \qquad (13.11)$$

где σ_1 и σ_2 — средние квадратические отклонения отдельных составляющих; $r_{1,2}$ — коэффициент корреляции, который может принимать

значения +1 или —1, если между случайными величинами существует линейная функциональная зависимость. Таким образом, если $r_{1,2} = \pm 1$, то $\sigma_\Sigma = \sigma_1 \pm \sigma_2$, т. е. случайные погрешности должны суммироваться алгебраически, а не геометрически.

Зависимыми, сильно коррелированными погрешностями обычно оказываются погрешности, обусловленные одной общей причиной. Например, если измерительное устройство включает ряд измерительных усилителей, которые питаются от общего источника питания, то при увеличении напряжения питания коэффициенты усиления у всех усилителей будут возрастать, а при уменьшении — падать. Возникающие при этом погрешности отдельных усилителей сильно коррелированы и подчиняются одному и тому же закону распределения, который обусловлен случайными колебаниями напряжения источника питания. В соответствии с формулой (13.11) такие погрешности должны суммироваться алгебраически, так как в этом случае коэффициенты корреляции равны единице. Если же отдельные усилители питаются от различных независимых источников питания, то погрешности усилителей не коррелированы и их следует суммировать геометрически как независимые случайные погрешности.

Из изложенного следует, что при суммировании погрешностей их следует разделить на группы, объединяя в каждой из групп сильно коррелированные погрешности, которые должны суммироваться алгебраически. Результирующие погрешности отдельных групп ввиду их слабой взаимной связи должны суммироваться геометрически, т. е. по правилам сложения независимых случайных погрешностей.

Указанные правила суммирования погрешностей, строго говоря, относятся лишь к определению среднего квадратического отклонения результирующей погрешности. Для оценки интервала, за границы которого с заданной вероятностью не выходит результирующая погрешность, необходимо еще значение коэффициента k, для определения которого требуется знать закон распределения результирующей погрешности, который обычно неизвестен. Не претендуя на высокую точность, можно для определения коэффициента k использовать зависимость $k = f(P)$, представленную кривой *3* (см. рис. 13.3), которая находится примерно между кривыми для равномерного и нормального законов распределения. Если принять, что результирующие погрешности распределяются по этому усредненному закону, для которого $k = 2{,}1$ при $P = 1$, то можно по значению среднего квадратического отклонения результирующей погрешности и заданной вероятности P определить доверительные границы интервала или предельное значение для результирующей погрешности.

При оценке случайных погрешностей косвенных измерений необходимо учитывать функциональную зависимость между определяемой и непосредственно измеряемыми величинами. При таких измерениях величина Y определяется по результатам прямых измерений ряда величин $X_1, X_2, \ldots, X_n$, связанных с измеряемой величиной известной функциональной зависимостью:

$$Y = f(X_1, X_2, \ldots, X_n).$$

Если результаты прямых измерений X_i определены со средними квадратическими погрешностями σ_{X_i}, то, как следует из теории вероятностей,

$$\sigma_Y = \sqrt{\left(\frac{\partial Y}{\partial X_1}\right)^2 \sigma_{X_1}^2 + \left(\frac{\partial Y}{\partial X_2}\right)^2 \sigma_{X_2}^2 + \ldots + \left(\frac{\partial Y}{\partial X_n}\right)^2 \sigma_{X_n}^2}, \quad (13.12)$$

где члены $(\partial Y/\partial X_i)\sigma_{X_i}$ называются частными погрешностями косвенного измерения.

Если же некоторые случайные погрешности взаимно связаны (коррелированы), то под знак корня необходимо ввести члены вида:

$$2r_{ij}\frac{\partial Y}{\partial X_i}\cdot\frac{\partial Y}{\partial X_j}\sigma_{X_i}\sigma_{X_j},$$

где r_{ij} — коэффициенты корреляции.

Формула (13.12) позволяет определить среднюю квадратическую погрешность результата косвенного измерения при любых законах распределения погрешностей результатов прямых измерений.

Глава XIV

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ, Э. Д. С., ТОКА И КОЛИЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСТВА

§ 14.1. Общие вопросы измерения напряжения, э. д. с., тока и количества электричества

Измерить напряжение можно различными способами:

1) применяя прямое преобразование напряжения в отклонение указателя отсчетного устройства с помощью электростатического измерительного механизма (ИМ);

2) путем преобразования напряжения U_X в ток I_X и измерения I_X;

3) осуществляя прямое сравнение неизвестного напряжения U_X с известным напряжением $U_к$, которым уравновешивают (компенсируют) действие U_X. Напряжение $U_к$ получают от прибора, называемого компенсатором напряжения;

4) осуществляя косвенное сравнение неизвестного напряжения U_X с известным напряжением $U_к$ или известным током $I_к$. При этом, как и при прямом сравнении, производится уравновешивание, но не самого напряжения U_X, а двух промежуточных величин, например вращающих моментов, в которые соответственно преобразуется U_X и известная величина. Приборы, предназначенные для проведения косвенного сравнения, называются компараторами.

Измерение тока может быть осуществлено способами, аналогичными методам, применяемым при измерении напряжения, т. е. прямым преобразованием измеряемого тока в отклонение с помощью ИМ, компенсатором тока, компаратором тока и путем преобразования тока в напряжение и последующим измерением этого напряжения.

Приборы с ИМ, предназначенные для измерения тока, называются амперметрами (миллиамперметрами, микроамперметрами и т. д.), а для измерения напряжения — вольтметрами (милливольтметрами, киловольтметрами и т. д.).

Амперметры и вольтметры, как правило, представляют собой сочетание ИМ и электрических измерительных преобразователей, таких как, например, шунт, добавочный резистор, а также элементов цепи измерительного прибора (резисторы, конденсаторы, индукторы), необходимых для температурной и частотной коррекции.

Входной величиной большинства ИМ является ток, поэтому они непосредственно могут быть использованы в качестве амперметров, если их шкалу проградуировать в единицах тока. При использовании такого ИМ в вольтметре последовательно с ним включается добавочный резистор, с помощью которого измеряемое напряжение преобразуется в ток, а шкала ИМ градуируется в единицах напряжения.

Как видно из табл. 5.1, в измерительных приборах отклонения на постоянном токе непосредственно могут быть использованы все ИМ, кроме индукционного. Однако преимущественное применение имеет магнитоэлектрический. На переменном токе непосредственно могут применяться все измерительные механизмы, кроме магнитоэлектрического. Однако со специальными измерительными преобразователя-

ми — термоэлектрическими и выпрямительными — преобразующими переменный ток в постоянный, магнитоэлектрический ИМ используется и в приборах переменного тока — термоэлектрических и выпрямительных. Магнитоэлектрический ИМ применяется также в электронных приборах, содержащих усилители и выпрямители.

Переменное напряжение (ток) может быть характеризовано действующим, средним и амплитудным значениями. Отклонение подвижной части ИМ, содержащих в уравнении преобразования квадрат входной величины, пропорционально действующему значению напряжения или тока, и именно в этих значениях обычно градуируются шкалы приборов переменного тока. В приборах, предназначенных для измерения средних и амплитудных значений, делается соответствующее указание на шкале. Такого рода приборы могут быть выполнены выпрямительными и электронными.

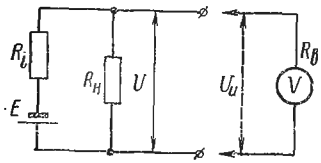


Рис. 14.1

Вольтметр подключается параллельно тому участку цепи, на котором требуется измерить напряжение; амперметр включается в разрыв цепи с измеряемым током, т. е. последовательно с элементами этой цепи.

Приборы могут использоваться для проведения измерений двояко: либо они постоянно включены в цепь, либо подключаются только для проведения измерений, а затем выключаются из цепи. В последнем случае, даже при применении идеально точных приборов, полученные значения тока и напряжения будут отличаться от значений, имеющих место при отключенных приборах, так как включение прибора в электрическую цепь в той или иной мере изменяет ее параметры. Так, включение амперметра вызывает уменьшение тока, ибо сопротивление в цепи увеличивается за счет сопротивления амперметра. При подключении вольтметра к участку цепи сопротивление этого участка, шунтированного сопротивлением вольтметра, уменьшается, что приводит к уменьшению напряжения. Например, в цепи (рис. 14.1) напряжение U на нагрузке $R_н$ до включения вольтметра и измеренное напряжение $U_и$ после его включения соответственно равны:

$$U=\frac{ER_н}{R_i+R_н},\quad U_и=\frac{ER_н R_в/(R_н+R_в)}{R_i+[R_н R_в/(R_н+R_в)]}.$$

Отсюда для методической погрешности γ измерения напряжения после элементарных преобразований получаем

$$\gamma=\frac{U_и-U}{U}=\frac{-R/R_в}{1+(R/R_в)}\approx-\frac{R}{R_в},$$

где $R = R_i R_н/(R_i + R_н)$ — сопротивление цепи между точками включения вольтметра.

Таким образом, для уменьшения методической погрешности измерения напряжения или э. д. с. необходимо, чтобы сопротивление вольтметра было достаточно велико или, иначе, вольтметр должен потреб-

лять малую мощность. Для уменьшения методической погрешности измерения тока к сопротивлению амперметра предъявляется обратное требование—его сопротивление должно быть мало что также равноценно требованию малого потребления мощности амперметром.

Технические характеристики измерительных приборов отклонения в основном определяются свойствами применяемых в них измерительных механизмов (см. § 5.4).

В табл. 14.1 приведены области применения (по значению измеряемой величины, роду тока и частоте) различных приборов.

Таблица 14.1

Разновидность прибора и наивысший класс точности	Измеряемая величина					
	Напряжение, В			Ток, А		
	$10^{-6} \div 10^{-3}$	$10^{-3} \div 1$	$1 \div 10^{3}$	$10^{-6} \div 10^{-3}$	$10^{-3} \div 1$	$1 \div 10^{3}$
	10 100 мкВ	10 100 мВ	10 100 В	10 100 мкА	10 100 мА	10 100 А
Магнитоэлектрический 0,1			ДР			Ш
Электродинамический 0,1			40÷1000 Гц ДР и ТН		40÷1500 Гц	ТТ
Ферродинамический 0,5			20÷1500 Гц ТН и ДР		20÷1500 Гц	ТТ
Электромагнитный 0,2			40÷500 Гц ТН и ДР		40÷1000 Гц	ТТ
Электростатический 0,05			20 Гц÷10 МГц			
Тепловой-биметаллический 2,5						0,5 Гц÷100 МГц
Термоэлектрический 1,0			20 Гц÷30 МГц		20 Гц÷100 МГц	ТТ
Выпрямительный 1,5			20 Гц÷10 кГц		20 Гц÷10 кГц	
Электронный 2,5	40 Гц÷700 Гц					
Компенсатор постоянного тока 0,001	ДН					
Компенсатор переменного тока 0,1	40 Гц÷10 кГц ДН					
Компаратор 0,02			40 Гц÷20 кГц ДР		40 Гц÷20 кГц	ТТ

Обозначения: прямоугольниками из сплошных и пунктирных линий отмечен диапазон измеряемых приборами величин соответственно постоянного и переменного тока; числа в пунктирных прямоугольниках — частотный диапазон; линии от прямоугольников указывают на возможность расширения пределов измерения с помощью *ДР* — добавочных резисторов; *Ш* — шунтов; *ТТ* — трансформаторов тока; *ТН* — трансформаторов напряжения; *ДН* — делителей напряжения.

Измерение напряжений и токов, меньших 10^{-4} В и 10^{-6} А, производится с помощью гальванометров и электрометров, а также специальными методами (см. § 14.6). Измерение очень больших напряжений осуществляется электростатическими киловольтметрами, а очень больших токов — специальными методами (см. § 14.6).

Измерение количества электричества, кратковременно протекающего в цепи, осуществляют с помощью баллистического гальванометра, а измерение количества электричества, длительно протекающего в цепи, — с помощью интегрирующих устройств — счетчиков количества электричества, называемых также счетчиками ампер-часов.

§ 14.2. Некоторые разновидности амперметров и вольтметров

Магнитоэлектрические вольтметры выполняют с током полного отклонения подвижной части магнитоэлектрического ИМ от 1 до 5 мА и добавочными резисторами для расширения пределов измерения по напряжению. В амперметрах применяют ИМ с током полного отклонения не более 50÷100 мА (ток ограничен допустимым нагревом токоподводящих пружин), а для расширения пределов измерения по току применяют шунты, встраиваемые в корпус прибора. Приборы для измерения больших токов обычно выполняются в виде милливольтметров, измеряющих падение напряжения на внешнем шунте. В этих приборах на шкале ставится условное обозначение, например НШ-75 мВ (наружный шунт на 75 мВ). Для уменьшения температурной погрешности в милливольтметрах применяют специальные цепи (§ 6.3).

Переносные приборы обычно изготовляются комбинированными — вольтамперметры — с несколькими пределами измерения. Например, прибор М1107 имеет пределы по напряжению от 15 мВ до 600 В и по току от 0,75 мА до 30 А — всего 29 пределов измерения.

Термоэлектрические приборы содержат первичный термоэлектрический преобразователь (см. § 6.6) и подключенный к его термопаре магнитоэлектрический ИМ, отклонение которого

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{W} I_0 = \frac{\Psi_0}{W} \cdot \frac{E}{R_{\text{ИМ}} + R_{\text{ТП}}} = \frac{\Psi_0}{W} \cdot \frac{K}{R_{\text{ИМ}} + R_{\text{ТП}}} I_X^2;$$

где E и $R_{\text{ТП}}$ — э. д. с. и сопротивление термопары; I_X — действующее значение переменного тока; K — постоянная, зависящая от свойств и конструкции термопреобразователя; Ψ_0 — потокосцепление обмотки при ее повороте на 1 рад.

В вольтметрах последовательно с нагревателем термопреобразователя включают добавочный резистор.

Термоэлектрические приборы применяют в основном для измерения в цепях переменного тока повышенной и высокой частоты до 100 МГц. Главный их недостаток — малая перегрузочная способность.

Выпрямительные приборы представляют собой сочетание выпрямительного преобразователя (§ 6.7) и магнитоэлектрического ИМ и предназначены для измерений на переменном токе. Эти приборы обеспечивают измерение малых токов и имеют малое потребление. Частотный

диапазон — до 1—3 кГц, а при наличии коррекции частотной погрешности — до 10 кГц.

Электронный прибор содержит магнитоэлектрический механизм и ламповый или транзисторный усилитель, повышающий его чувствительность. Устройство электронных вольтметров поясняется на рис 14.2, где приведены структурные схемы вольтметра постоянного тока (*а*), вольтметра переменного тока с предварительным выпрямлением (*б*), вольтметра переменного тока с последующим выпрямлением (*в*) и вольтметра постоянного тока (*г*), представляющего собой комбинацию преобразователя *П* постоянного тока в переменный и вольтметра переменного тока по схеме (*в*).

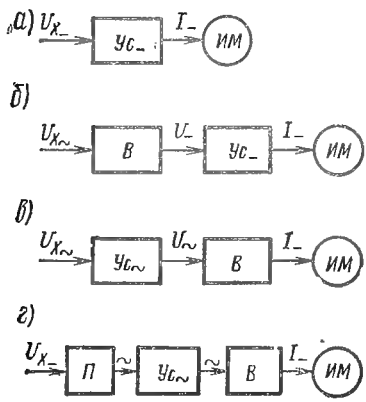


Рис. 14.2

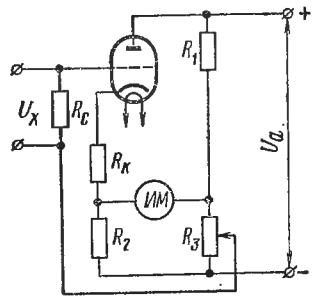


Рис. 14.3

Одна из возможных схем электронного вольтметра постоянного тока (рис. 14.3) имеет усилительную лампу, используемую с последовательно соединенным резистором $R_к$ как плечо моста, остальные плечи которого составлены из резисторов R_1, R_2, R_3. В диагональ моста включен магнитоэлектрический ИМ. Постоянное смещение на сетку лампы, отрицательное по отношению к потенциалу катода, подается с реостата R_3 через высокоомный резистор R_c. До подачи измеряемого напряжения мост приводится в равновесие изменением положения движка реостата R_3. При подаче измеряемого напряжения U_X изменится ток, проходящий через лампу, мост выйдет из равновесия, и через ИМ пойдет ток, пропорциональный U_X. При этом ток, потребляемый от объекта измерения, оказывается в несколько тысяч раз меньшим тока, потребляемого ИМ.

Во второй группе вольтметров (см. рис. 14.2, *б*) используется предварительное выпрямление переменного тока и последующее усилие постоянного тока. Выпрямление осуществляется с помощью выпрямительного преобразователя, выполненного по схеме рис. 6.23, *а* или *б*, а последующее усилие — усилителем по схеме рис. 14.3. Электронные вольтметры такого типа могут быть использованы для измерения амплитудных значений импульсов напряжения (импульсные вольтметры), если их проградуировать в амплитудных значениях, и для из-

мерения синусоидальных напряжений, если их проградуировать в действующих значениях. В последнем случае возникает погрешность при измерении несинусоидальных напряжений. Основное достоинство этих приборов — широкий частотный диапазон вплоть до сотен мегагерц.

В вольтметрах с последующим выпрямлением (см. рис. 14.2, *в*) применяются усилители переменного тока, что обеспечивает повышение чувствительности, но уменьшает частотный диапазон. Выходная цепь такого вольтметра аналогична цепи выпрямительного прибора, а отклонение пропорционально среднему значению измеряемого напряжения.

Вольтметры по схеме (*г*) благодаря применению усилителя переменного тока имеют большую чувствительность. Преобразование постоянного напряжения в переменное осуществляют, например, с помощью динамического конденсатора (см. § 14.6).

Электронные миллиамперметры представляют собой сочетание шунта и электронного милливольтметра, измеряющего напряжение на шунте.

Достоинства электронных приборов: высокая чувствительность; широкий диапазон рабочих частот; высокое входное сопротивление. Недостатки: большие погрешности; зависимость показаний от формы кривой переменного тока; необходимость применения источников питания.

§ 14.3. Счетчики количества электричества

Основное применение счетчиков количества электричества — контроль работы мощных аккумуляторных батарей для учета их заряда и разряда. Эти счетчики применяются также и для приближенного учета энергии в сетях постоянного тока, что возможно при предположении, что напряжение сети постоянно.

Простейшие счетчики ампер-часов — электрохимические (см. § 12.4). В них о количестве прошедшего электричества судят по объему вещества, выделившегося вследствие электролиза.

В магнитоэлектрическом счетчике количества электричества применяется интегрирующий механизм (см. § 5.8), в котором устройство для создания вращающего момента представляет собой своеобразный двигатель постоянного тока, например с ротором в виде алюминиевого диска с положенными на него тремя обмотками. Обмотки соединены с коллектором, к которому подводится ток через щетки. Диск располагается в рабочем зазоре двух постоянных магнитов, используемых одновременно как для создания вращающего момента, равного $M = \Psi_0 I$, так и тормозного момента.

§ 14.4. Высокочувствительные приборы отклонения

Гальванометры. Гальванометрами называются приборы, которые служат для обнаружения или измерения малых токов (менее 10^{-6} А) и напряжений (менее 10^{-4} В), в связи с чем основным параметром галь-

ванометров является их чувствительность. В отличие от приборов, в которых шкала градуирована в измеряемых величинах, в гальванометрах указывается только цена деления шкалы или постоянная шкалы, причем погрешность цены деления не должна превышать 10% в нормальных условиях (ГОСТ 7324—68).

Магнитоэлектрические гальванометры — это высокочувствительные магнитоэлектрические ИМ с подвижной катушкой (см. § 5.4). Чувствительность магнитоэлектрического ИМ к току $S_I = \alpha/I = \Psi_0/W$. Для ее увеличения удельный противодействующий момент делают по возможности малым. Этот прием применяют только для простейших стрелочных гальванометров. Существенно бо́льших результатов достигают, применяя световые указатели (см. § 4.8). Наивысшей чувствительностью обладают зеркальные гальванометры (со световым указателем и отдельной шкалой), чувствительность которых повышают, укрепляя подвижную катушку на подвесе и располагая шкалу на значительном расстоянии L от гальванометра.

Постоянной C_I зеркальных гальванометров называют ток, вызывающий отклонение на 1 мм шкалы, т. е. $C_I = I/\alpha$. Она зависит от расстояния L между шкалой и зеркалом подвижной части механизма, поэтому принято давать постоянную гальванометра для $L = 1$ м. Для расстояния $L \neq 1$ м постоянная $C_I' = C_I/L$. Если гальванометр применяется для целей измерения, а не индикации, то градуировку его шкалы производят непосредственно в тех условиях, при которых он применяется.

Успокоение в гальванометрах осуществляется только за счет взаимодействия тока, индуктированного в обмотке, с потоком постоянного магнита (металлических каркасов для обмотки в гальванометрах не применяют). В этом случае для коэффициента успокоения гальванометра, аналогично тому как это сделано в § 5.3, можно получить выражение:

$$P = \Psi_0^2/(R_{об} + R_{вн}), \tag{14.1}$$

где $R_{об}$, $R_{вн}$ — соответственно сопротивления обмотки и внешней цепи, на которую замкнута обмотка.

Таким образом, успокоение гальванометра зависит от внешнего сопротивления $R_{вн}$. При всех значениях суммарного сопротивления ($R_{об} + R_{вн}$), бо́льших некоторого критического $R_к$, подвижная часть гальванометра совершает при подходе к установившемуся отклонению колебательные движения с периодом $T_{рез}$ (см. § 3.12):

$$T_{рез} = T_0/\sqrt{1-\beta^2},$$

где T_0 — период свободных колебаний; $T_0 = 2\pi\sqrt{J/W}$. При $R_{об} + R_{вн} = R_к$ коэффициент успокоения, принимающий также критическое значение, равен $P_к = 2\sqrt{JW}$ и движение становится апериодическим. Соответствующее этому случаю значение $R_{вн}$ называется внешним критическим сопротивлением $R_{вн.к}$ гальванометра. При $R_{об} + R_{вн} < R_к$ также имеет место апериодическое движение, причем

процесс достижения установившегося отклонения замедляется. Наиболее быстро установившееся отклонение получается при значении сопротивления внешней цепи гальванометра, несколько большем, чем внешнее критическое. Поэтому если внешнее сопротивление гальванометра отличается от оптимального значения, то при $R_{вн} < R_{вн.к}$ последовательно с гальванометром включают добавочный резистор, а при $R_{вн} > R_{вн.к}$ гальванометр шунтируют резистором.

Значение критического сопротивления можно определить по формуле:

$$R_к = \Psi^2_0/2\sqrt{JW},$$

полученной из (14.1) при $P = P_к = 2\sqrt{JW}$ и $R_{об} + R_{вн} = R_к$.

Из приведенных зависимостей следует, что эксплуатационные характеристики гальванометра (S_I, $R_к$, T_0) взаимно связаны конструктивными параметрами (J, W, Ψ_0). Поэтому гальванометр с большой чувствительностью S_I (малая постоянная C_I) к току имеет бо́льшие значения критического сопротивления и периода собственных колебаний. Так, например, в зеркальном гальванометре М17/4: чувствительность $S_I = 0{,}5\times10^9$ мм/А · м; постоянная $C_I = 2\times10^{-9}$ А·м/мм; $R_{об} = 35$ Ом; $R_{вн.к} = 630$ Ом; $T_0 = 4$ с, а в гальванометре М17/10: $S_I = 0{,}5\times10^{11}$ мм/А · м; $C = 2\times10^{-11}$ А · м/мм; $R_{об} = 2{,}5$ кОм; $R_{вн.к} = 160$ кОм; $T_0 = 13$ с.

Чувствительность гальванометра к напряжению и постоянная по напряжению определяются выражениями:

$$S_U = \alpha/U = \alpha/IR_к = S_I/R_к;$$

$$C_U = U/\alpha = IR_к/\alpha = C_I R_к$$

(у гальванометра М17/4 чувствительность $S_U = 0{,}75\times10^6$ мм/В · м).

Следует отметить, что гальванометры с высокой чувствительностью к току (большое значение S_I) имеют малую чувствительность к напряжению. Это объясняется тем, что большое значение S_I получают, увеличивая Ψ_0, но одновременно возрастает и $R_к$ пропорционально Ψ^2_0, т. е. в формуле для S_U знаменатель растет быстрее числителя и S_U уменьшается.

В большинстве зеркальных гальванометров применяют магнитные шунты, что позволяет изменить в 2—3 раза Ψ_0; благодаря этому чувствительность к току изменяется в 2—3 раза, а критическое сопротивление регулируется соответственно в 4—9 раз.

Баллистический гальванометр является разновидностью магнитоэлектрического гальванометра. Он предназначен для измерения количества электричества в кратковременных импульсах тока. Баллистический гальванометр отличается значительно бо́льшим периодом свободных колебаний T_0, лежащим в пределах 15÷30 с. Такое увеличение периода колебаний обычно достигается за счет увеличения момента инерции подвижной части гальванометра, часто за счет утяжеления рамки с помощью прикрепляемого к ней груза.

Уравнение движения подвижной части гальванометра на основании уравнения (3.25) (при $m_{вх} = M_в = \Psi_0 i$) и зависимостей

$$\omega_0 = \sqrt{W/J}\ (3.26), \quad \beta = P/2\sqrt{JW},\ S_I = \Psi_0/W,$$

можно получить в виде

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + 2\beta\omega_0\frac{d\alpha}{dt} + \omega^2{}_0\alpha = S_I\,\omega_0{}^2\,i, \tag{14.2}$$

где β — степень успокоения; ω_0 — частота свободных колебаний подвижной части; S_I — чувствительность к току; i — ток в рамке, изменяющийся в виде импульса.

При прохождении по обмотке рамки импульса тока i (рис. 14.4) за время $\tau < 0{,}1\ T_0$ подвижная часть гальванометра, вследствие большого момента инерции, практически остается неподвижной ($\alpha = 0$), а затем начинает движение со скоростью $d\alpha/dt$, пропорциональной протекшему количеству электричества $Q = \int\limits_0^\tau i dt$. Действительно, интегрируя (14.2) в пределах от $t = 0$ до $t = \tau$ и полагая, что в этом промежутке времени $\alpha = 0$, для начальной скорости движения (при $t = \tau$) получим:

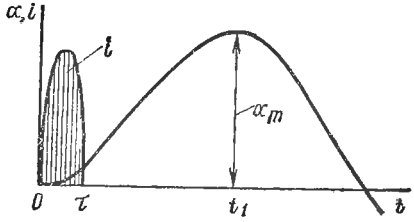


Рис. 14.4.

$$\frac{d\alpha}{dt} = S_I\,\omega^2{}_0\int\limits_0^\tau i dt = S_I\,\omega^2{}_0 Q. \tag{14.3}$$

Поэтому и максимальное отклонение α_m (баллистический отброс) подвижной части оказывается пропорциональным Q как при $\beta < 1$, так и при $\beta \geqslant 1$.

Для нахождения коэффициента пропорциональности между α_m и Q следует решить уравнение (14.2), положив в нем $i = 0$, перенеся начало отсчета времени движения ($t = 0$) в точку τ и приняв во внимание начальные условия: $\alpha = 0$ и $d\alpha/dt = S_I\omega_0{}^2Q$.

Решая уравнение (14.2) для случая $\beta < 1$, получим:

$$\alpha = \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}}\ S_I\,\omega_0 Q \sin\sqrt{1-\beta^2}\,\omega_0 t. \tag{14.4}$$

Взяв производную от α по t и приравняв ее нулю, находим время t_1, при котором наступает максимальное отклонение α_m (см. рис. 14.4), а подставив это значение t_1 в (14.4), будем иметь для α_m:

$$\alpha_m = e^{\frac{-\beta}{\sqrt{1-\beta^2}}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{1-\beta^2}{\beta^2}}}\ S_I\,\omega_0 Q = S_Q\,Q, \tag{14.5}$$

где $S_Q = S_I\,\omega_0\,e^{-\frac{\beta}{\sqrt{1-\beta^2}}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{1-\beta^2}{\beta^2}}}$ — баллистическая чувствительность; величина $C_Q = 1/S_Q$ называется баллистической постоянной.

Баллистическая чувствительность зависит от степени успокоения гальванометра (уменьшается с увеличением степени успокоения), поэтому баллистическая чувствительность должна определяться в тех условиях успокоения, при которых применяется гальванометр. Обычно баллистический гальванометр используют в периодическом режиме (β несколько меньше единицы).

Магнитоэлектрический резонансный гальванометр служит для обнаружения переменных токов. При включении магнитоэлектрического ИМ в цепь переменного тока на его подвижную часть будет действовать переменный вращающий момент

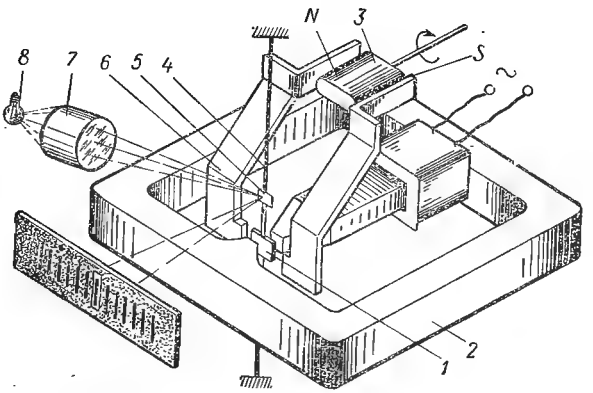


Рис. 14.5

$M_t = \Psi_0 i$. Если подвижная часть обладает малым моментом инерции, то под влиянием переменного момента она будет совершать колебания, амплитуда которых резко возрастает при резонансе, когда частота собственных колебаний подвижной части оказывается равной частоте измеряемого тока.

С целью получения малого момента инерции подвижной части гальванометра и упрощения конструкции гальванометра его выполняют с подвижным магнитом (рис. 14. 5). Магнит *1*, жестко связанный с зеркалом *5*, закреплен на металлической ленте *4* и находится в зоне взаимно перпендикулярных магнитных потоков: потока постоянного магнита *3* (поток проходит по магнитопроводу *6*) и переменного магнитного потока электромагнита *2*, по обмотке которого протекает переменный измеряемый ток. Магнит *1* стремится занять положение, совпадающее с направлением результирующего магнитного потока, и вследствие периодического изменения этого направления относительно направления постоянного магнитного потока начинает колебаться. При этом идущий от осветителя *8* через линзу *7* и отражаемый зеркалом луч света создает на шкале вместо узкой более широкую освещенную полосу, по размеру которой можно судить о величине измеряемого тока.

Чувствительность гальванометра S_p при резонансе, определяемая зависимостью

$$S_p = S_0/2\beta$$

(где S_0 — чувствительность на постоянном токе; β — степень успокоения), при малых β резко возрастает. Так, при $\beta = 0{,}01$ величина S_p оказывается в 50 раз большей S_0.

Для настройки гальванометра в резонанс с частотой переменного тока служит постоянный магнит *3*, при повороте которого изменяется значение постоянного потока, создающего противодействующий момент, т. е. изменяется W, а соответственно и $\omega_0 = \sqrt{W/J}$. Такой резонансный гальванометр (типа ВГ) пригоден для частот от 40 до 100 Гц, имеет чувствительность при 50 Гц — 10 дел/мкА и сопротивление порядка 100 Ом, т. е. чувствительность по напряжению 0,1 дел/мкВ.

Электрометры (элекромеханические и электронные) — это высокочувствительные приборы, обладающие очень большим входным сопротивлением. Электромеханические электрометры (квадрантные и струнные) строятся на базе электростатического ИМ (см. § 5.4), а в электронных используют усилитель с лампой, имеющей весьма большое входное сопротивление. На выходе такого усилителя включается чувствительный гальванометр.

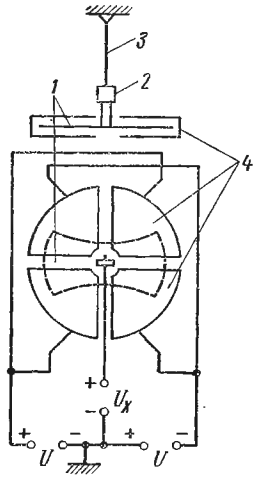


Рис. 14.6.

В квадрантном электрометре подвижная часть *1* (рис. 14.6) с закрепленным на ней зеркалом *2* подвешена на подвесе *3* и расположена внутри четырех неподвижных электродов *4* (квадрантов). На рисунке приведена одна из схем соединения электродов, дающая наибольшую чувствительность. Отклонение подвижной части в этом случае:

$$\alpha = \frac{2}{W} \cdot \frac{\partial C}{\partial \alpha} U U_X,$$

где C — емкость между подвижным электродом и двумя соединенными между собой квадрантами, U — вспомогательные напряжения (100÷200 В).

В струнном электрометре между боковыми сторонами двух плоских неподвижных электродов располагается струна, за отклонением которой наблюдают в микроскоп.

Чувствительность квадрантных электрометров (при вспомогательном напряжении 200 В) достигает 10^4 мм/В · м, струнных 10^3 дел/В, электронных 10^4 дел/В.

Электронные указатели равновесия — это электронные вольтметры переменного тока и электроннолучевые осциллографы, применяемые при работе с приборами уравновешивания — мостами и ком-

пенсаторами переменного тока, особенно на повышенных частотах. Они обычно содержат избирательные усилители переменного тока с большим коэффициентом усиления при основной частоте напряжения, которым питается прибор уравновешивания. Необходимость применения таких усилителей обусловлена наличием высших гармоник в питающем напряжении и термофлюктуационными шумами, затрудняющими уравновешивание.

Применение электроннолучевых трубок значительно облегчает процесс уравновешивания мостов и компенсаторов переменного тока. Так, подводя к одной паре отклоняющих пластин напряжение неравновесия, а к другой паре — напряжение, питающее мост или компенсатор, на экране электроннолучевой трубки получаем эллипс или наклонную линию, по которым можно судить не только о величине напряжения неуравновешенности, но и о его фазе.

Наиболее совершенный из выпускаемых нашей промышленностью прибор ЭЛУР-7 (электроннолучевой указатель равновесия) может настраиваться на частоты в пределах от 40 Гц до 100 кГц и имеет чувствительность до 10 мм/мкВ.

§ 14.5. Приборы сравнения для измерения напряжения и тока

Компенсаторы постоянного тока с ручным уравновешиванием. Компенсаторы постоянного тока основаны на втором законе Кирхгофа. Простейшая схема компенсатора приведена на рис. 14.7. Ток $I_р$, питающий компенсатор, обычно называют рабочим током. Между движками A и B ступенчатого резистора R_1 и резистора-реохорда R_2 включены последовательно источник измеряемой э. д. с. E_X и указатель равновесия $Г$ — гальванометр высокой чувствительности. При таком включении в цепи гальванометра действует разность между падением напряжения $U_к$ и измеряемой э. д. с. E_X и можно найти такое положение движков A и B, когда ток в гальванометре будет равен нулю, что возможно лишь при $E_X = U_к = I_р R_{кX}$.

С помощью такой цепи можно осуществить сравнение измеряемой э. д. с. E_X с известной э. д. с. E_N нормального элемента (см. § 4.5). Для этого при любом постоянном значении тока $I_р$ производятся две компенсации: одна ($E_X = I_р R_{кX}$) при включении E_X, а другая ($E_N = I_р R_{кN}$) при включении E_N вместо E_X. В этом случае $E_X = E_N R_{кX}/R_{кN}$, т. е. измеряемая э. д. с. оказывается выраженной через известную E_N и отношение сопротивлений, что при достаточной точности выполнения резисторов обеспечивает малую погрешность измерения E_X.

Однако удобнее использовать компенсационную цепь при таком токе $I_р = I_{р0}$, когда напряжения на резисторах R_1 и R_2 будут равны напряжениям, указанным на отсчетных приспособлениях этих резисторов. Тогда по положению движков A и B, соответствующему состоянию компенсации, можно сразу отсчитать значение $U_к = E_X$ в вольтах. Определенное значение рабочего тока $I_{р0}$ в этом случае устанавливается при переключении гальванометра в положение K с помощью нормального элемента, с э. д. с. которого сравнивается нап-

ряжение I_pR_N на резисторе R_N. Если напряжение на R_N не равно E_N, т. е. гальванометр дает отклонение, то изменяют ток с помощью реостата $R_у$. После завершения процесса установки рабочего тока гальванометр переключают в положение *И* и измеряют E_X.

Поскольку э. д. с. нормального элемента все же незначительно изменяется от температуры и от элемента к элементу, то для введения поправки от части R_N делают отводы (движок *С*) с указанием соответствующих значений э. д. с. E_N, при которых рабочий ток будет иметь определенное значение I_{p0}.

Компенсаторы, предназначенные в основном для измерения э. д. с. порядка 1 В, делают высокоомными, с сопротивлением 10 кОм на вольт, т. е. с рабочим током 0,1 мА, а предназначенные для измерения малых э. д. с. — низкоомными, с сопротивлением 100 Ом на вольт, т. е. с рабочим током 10 мА.

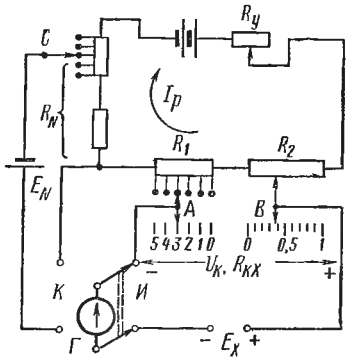


Рис. 14.7

В компенсаторах с реохордом с течением времени увеличивается погрешность вследствие износа реохорда. Поэтому в компенсаторах высшей точности реохорды не применяются, а используются делители напряжения с многозначным отсчетом коэффициента деления (см. § 6.4).

В соответствии с ГОСТ 9245—68 компенсаторы постоянного тока выпускаются нескольких классов точности — от 0,005 до 0,2.

Так как пределы измерения компенсаторов обычно лежат в пределах 1—2 В, то для измерения бо́льших напряжений применяются делители напряжения (см. § 6.4), которые, в отличие от компенсатора, потребляют ток от измеряемого напряжения. Для уменьшения потребления делители делаются с большим входным сопротивлением (обычно 0,1 МОм).

Компенсаторы позволяют измерять и ток, для чего в цепь измеряемого тока включается резистор, сопротивление R_0 которого известно, и компенсатором измеряется падение напряжения U_X на его потенциальных зажимах. Значение тока:

$$I_X = U_X/R_0.$$

При этих измерениях резистор выбирается такого значения, чтобы падение напряжения на нем было бы меньше предела измерения компенсатора, а измеряемый ток был допустимым для данного резистора с точки зрения нагрева.

Компенсаторы могут быть применены также для измерения сопротивлений (см. § 15.3, 15.6) и мощности (см. § 16.7).

Самоуравновешивающиеся компенсаторы постоянного тока. По принципу уравновешивания эти компенсаторы могут быть разделены на компенсаторы со следящим уравновешиванием и с циклическим урав-

новешиванием. У первых при изменении измеряемой э. д. с. происходит изменение компенсирующего напряжения, зависящее от разности $\Delta U = E_X - U_к$ и направленное таким образом, чтобы уменьшить эту разность до нуля. В компенсаторах с циклическим уравновешиванием компенсирующее напряжение $U_к$ независимо от E_X изменяется, например, от нуля до $U_{к\,max}$ (или наоборот), и регистрируется то его значение, при котором имело место равновесие, т. е. $E_X = U_к$. Как правило, приборы с циклическим уравновешиванием выполняются с цифровым отсчетом показаний (см. гл. XXVI).

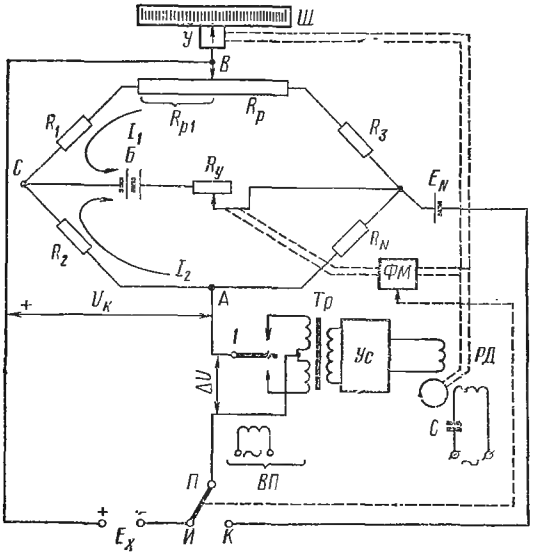


Рис. 14.8

Принципиальная схема компенсатора со следящим уравновешиванием изображена на рис. 14.8. Рабочая цепь компенсатора выполнена в виде моста, питаемого от источника *Б* через резистор $R_у$. В одну ветвь моста включен реохорд $R_р$, а в другую — резистор R_N, используемый для установки рабочих токов I_1 и I_2. Компенсирующее напряжение, снимаемое с диагонали *АВ* моста,

$$U_к = I_1 (R_1 + R_{р1}) - I_2 R_2, \qquad (14.6)$$

где $R_{р1}$ — часть сопротивления реохорда $R_р$ в плече *СВ*. Применение мостовой цепи облегчает получение $U_к = 0$, так как вследствие конструктивных особенностей реохорда точная установка движка в самое начало реохорда затруднена, и обычно рабочее перемещение движка несколько меньше полной длины реохорда.

Напряжение $U_к$ включено навстречу измеряемой э. д. с. E_X, а их разность $\Delta U = E_X - U_к$ поступает на вход контактного преобразователя *ВП*, возбуждаемого переменным током с помощью поляризованного электромагнита таким образом, что контактная пластина *1* периодически, с периодом тока возбуждения, замыкает то верхний, то нижний контакт, включая части первичной обмотки трансформатора *Тр*. В результате на вторичной обмотке трансформатора *Тр* возникает переменное напряжение с частотой возбуждения, пропорциональное ΔU. Усилитель переменного тока *Ус* усиливает это напряжение и питает управляющую обмотку реверсивного двухфазного асинхронного двигателя *РД*, вторая обмотка которого питается от сети переменного тока через конденсатор *С*. Двигатель через механическую передачу

перемещает движок B реохорда до тех пор, пока изменяющееся при этом напряжение $U_к$ не станет равным E_X, т. е. до положения, при котором $\Delta U = 0$. Практически ΔU уменьшается не до нуля, а до некоторого малого значения, определяемого коэффициентом усиления усилителя и порогом трогания двигателя.

Если E_X меньше $U_к$, то изменяется полярность ΔU, что приводит к изменению фазы напряжения, поступающего на управляющую обмотку двигателя, на 180°. Двигатель начинает вращаться в обратную сторону и соответственно уменьшает $U_к$. Таким образом прибор все время следит за э. д. с. E_X, значение которой можно отсчитать по положению на шкале *Ш* указателя *У*, связанного с движком реохорда.

Установка рабочих токов I_1 и I_2 осуществляется автоматически при переключении переключателя *П* в положение *К*. При этом на вход усилителя подается разность между э. д. с. E_N нормального элемента и падением напряжения I_2R_N на резисторе R_N, а двигатель с помощью фрикционной муфты *ФМ* соединяется с движком резистора $R_у$ и, перемещая его, изменяет ток I_2 до тех пор, пока не наступит равновесие ($I_2R_N = E_N$). Одновременно изменяется до определенного значения и ток I_1.

Если рабочую цепь питать не от батареи, а от специального стабилизированного источника питания *ИПС*, то установленные при регулировке прибора на заводе рабочие токи сохраняются неизменными и при его эксплуатации. Поэтому в современных самоуравновешивающихся компенсаторах, снабженных *ИПС*, отсутствуют нормальный элемент и устройство для автоматической установки рабочих токов.

Компенсаторы со следящим уравновешиванием нашли широкое применение при измерении неэлектрических величин, особенно в качестве приборов для измерения температуры с помощью термопары (см. § 11.2). В этом случае необходимо, чтобы компенсатор автоматически вводил поправку на изменение температуры t_0 холодных спаев термопары. При отклонении t_0 от нулевого значения изменяется э. д. с. $E_т$ термопары; чтобы при этом показание прибора осталось прежним, следует соответственно изменить $U_к$, не перемещая движка реохорда. Это легко осуществить при выполнении рабочей цепи компенсатора в виде моста, воздействуя на второй член в уравнении (14.6). Для этого резистор R_2 делают термозависимым, т. е. не из манганина, как в обычном компенсаторе, а из меди, и располагают рядом с холодными спаями термопары, чтобы температура спаев и R_2 были одинаковыми. При изменении t_0, например нагреве холодных спаев, $E_т$ уменьшается, но одновременно нагревается и увеличивается R_2, вызывая соответствующее уменьшение $U_к$ (увеличение R_2 пренебрежимо мало изменяет I_2, так как R_N велико по сравнению с R_2).

Самоуравновешивающиеся компенсаторы выпускаются в различных конструктивных вариантах: с прямолинейной, круговой или вращающейся шкалой; с регистрирующим устройством или без него. Такие приборы часто снабжают позиционными регуляторами, контакты которых замыкаются при определенных значениях измеряемой величины и используются для автоматизации технологических процессов. Вы-

пускаются приборы и с регулирующими устройствами для программного управления.

Наивысшая точность компенсаторов со следящим уравновешиванием соответствует классу 0,2, но чаще они выпускаются в классе 0,5. Время пробега указателем всей шкалы составляет обычно 6 с, а наименьшее достигнутое время пробега 0,2 с. Наименьший предел измерения ограничивается порогом чувствительности применяемых усилителей и достигает 100 мкВ.

Компенсаторы переменного тока. Принцип уравновешивания при измерении э. д. с. может быть применен и на переменном токе. При этом для осуществления компенсации измеряемой э. д. с. E_X компен-

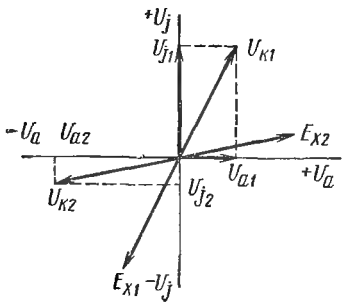


Рис 14.9

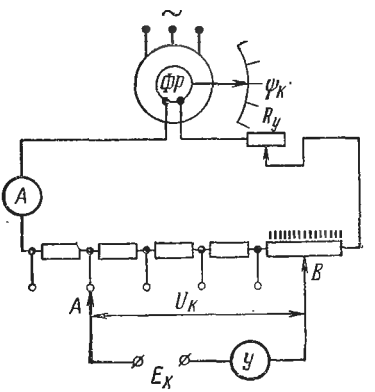


Рис. 14.10

сирующим напряжением $U_к$ необходимо, чтобы их мгновенные значения были равны в любой момент времени, что возможно при условии, если E_X и $U_к$ одной и той же частоты и формы. Обычно форма $U_к$ — синусоидальная, а у E_X может быть любая, так что полной компенсации в общем случае осуществить нельзя. Поэтому уравновешивают лишь основную (первую) гармонику E_{X1}. Для этого $U_к$ должно быть противоположно E_{X1}, т. е. сдвинуто по фазе на 180°, кроме того необходимо равенство амплитуд E_{X1} и $U_к$. Равенство частот осуществляется путем питания компенсатора, от которого получают $U_к$, и цепи, в которой производятся измерения, от одного и того же источника.

В качестве указателя равновесия используется прибор, обладающий избирательными свойствами, например резонансный гальванометр (см. § 14.4).

Регулируемое по фазе и амплитуде компенсирующее напряжение $U_к$ можно получить двумя способами: с помощью фазорегулятора и делителя напряжения и как геометрическую сумму двух регулируемых по амплитуде напряжений U_a и U_j (рис. 14.9), сдвинутых одно относительно другого на постоянный угол, равный 90°. В соответствии с этим имеется две разновидности компенсаторов переменного тока — полярно-координатные и прямоугольно-координатные [43, 44].

Принципиальная схема полярно-координатного компенсатора приведена на рис. 14.10. Рабочая цепь компенсатора питается через фазо-

регулятор *ФР*. В цепь включен амперметр *А* для контроля рабочего тока и реостат $R_у$ для установки рабочего тока Падение напряжения между движками компенсатора *А* и *В* включено встречно через указатель *У* равновесия к измеряемой э. д. с. E_X. Регулируя значение $U_к$ перемещением движков *А* и *В* и изменяя фазу $U_к$ поворотом ротора фазорегулятора, добиваются отсутствия отклонения указателя равновесия, и по положению движков *А* и *В* при определенном значении рабочего тока определяют значение $E_X = U_к$, а по положению ротора фазорегулятора отсчитывают угол $\psi_X = \psi_к$.

На рис. 14.11 показана принципиальная схема прямоугольно-координатного компенсатора. В нем имеются два делителя напряжения — реохорды R_1 и R_2, средние точки которых соединены проводником *OO'*. Реохорд R_1 питается рабочим током $I_р$, получаемым от источника через разделительный трансформатор *Тр*. Определенное значение $I_р$ устанавливается с помощью реостата $R_у$ по показанию амперметра. В цепь тока $I_р$ включена первичная обмотка катушки взаимной индуктивности *М*, необходимой для питания реохорда R_2 током I_2, который равен:

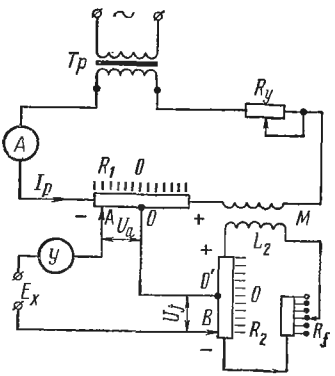


Рис. 14.11

$$\dot{I}_2 = \dot{E}_2/(R_2 + R_f + j\omega L_2) \approx j\omega M\dot{I}_р/(R_2 + R_f),$$

где $\dot{E}_2 = j\omega M\dot{I}_р$ — э. д. с. во вторичной обмотке *М*; L_2 — индуктивность вторичной обмотки *М*, сопротивление которой $\omega L_2 \ll R_2 + R_f$; R_f — сопротивление, необходимое для поддержания определенного значения тока I_2 при изменении частоты; при данной частоте R_f должно иметь значение, при котором множитель перед $I_р$ равен единице.

Таким образом, ток I_2 сдвинут по фазе относительно $I_р$ на 90°. Поэтому и компенсирующее напряжение U_j оказывается сдвинутым на 90° относительно U_a.

При измерении перемещают движки *А* и *В*, добиваясь отсутствия отклонения указателя равновесия *У*, и по соответствующим этому состоянию значениям U_a и U_j определяют:

$$E_X = U_к = \sqrt{U_a^2 + U_j^2} \quad \text{и} \quad \psi_X = \operatorname{arctg}(U_j/U_a).$$

Погрешность компенсатора переменного тока в значительной мере определяется относительной погрешностью установки рабочего тока по амперметру, т. е. в лучшем случае составляет 0,1%. Компенсаторы переменного тока применимы, как и компенсаторы постоянного тока, для измерения э. д. с., напряжения, силы тока и сопротивления. При измерении напряжений, бо́льших предела измерения компенсатора, применяют делители напряжения, а при измерении тока — безреактивные образцовые резисторы.

Компараторы. Компараторы — приборы для косвенного сравнения друг с другом двух величин. С помощью соответствующих компараторов можно измерять переменные токи и напряжения путем сравнения их с постоянным током. Компараторы бывают разновременного и одновременного сравнения, причем последние выполняются как с ручным, так и с автоматическим уравновешиванием [45].

Основным элементом компаратора является преобразователь $П_1$ (рис. 14.12), выходная величина которого одинакова как при воздействии на вход измеряемой величины переменного тока, так и эквивалентного ей по действию постоянного тока. В качестве такого преобразователя могут быть использованы электростатические и электродинамические измерительные механизмы, выпрямительные и термоэлектрические преобразователи.

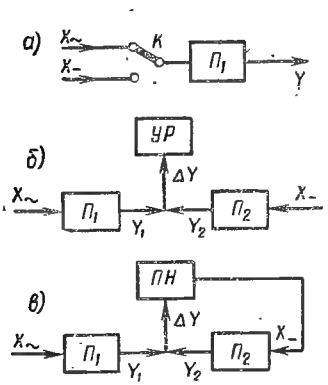


Рис. 14.12

В компараторе разновременного сравнения (рис. 14.12, *а*) вначале переключателем K подается на вход преобразователя $П_1$ (например, термоэлектрического) измеряемая величина $X_\sim$ переменного тока и запоминается выходная величина Y (например, э. д. с., измеренная компенсатором). Затем подается величина $X_–$ постоянного тока, которая регулируется до получения того же самого значения Y и измеряется с высокой точностью компенсатором постоянного тока. При этом погрешность измерения $X_\sim$ складывается из погрешности измерения $X_–$ и погрешности определения в компараторе равенства $X_\sim = X_–$.

В компараторе одновременного сравнения с ручным уравновешиванием (рис. 14.12, *б*) имеется преобразователь $П_1$, преобразующий $X_\sim$ в величину Y_1, и преобразователь $П_2$, преобразующий величину $X_–$ в величину Y_2, однородную с Y_1. Регулируя $X_–$, добиваются уравновешивания величиной Y_2 величины Y_1, о чем судят по указателю равновесия $УР$, и затем измеряют $X_–$. Например, в компараторе с электродинамическим ($П_1$) и магнитоэлектрическим ($П_2$) измерительными механизмами, подвижные катушки которых укреплены на общей оси, осуществляется уравновешивание вращающего момента электродинамического механизма моментом магнитоэлектрического механизма, а о их равенстве судят по нулевому положению подвижной части.

Если в компараторе (см. рис. 14.12, *б*) не производить полного уравновешивания и оставшуюся недокомпенсацию ΔY преобразовать в $X_–$, то получается компаратор с автоматическим уравновешиванием (рис. 14.12, *в*). Здесь преобразование ΔY в $X_–$ осуществляет преобразователь $ПН$, содержащий усилитель. При большом коэффициенте усиления усилителя для получения необходимого значения $X_–$ потребуется очень малая недокомпенсация ΔY, и $X_–$ почти не будет от-

личаться от $X_{\sim}$, если коэффициенты преобразования преобразователей $П_1$ и $П_2$ одинаковы.

Наименьшая погрешность измерения напряжения и тока с помощью компараторов составляет 0,02%.

§ 14.6. Измерение очень малых и весьма больших токов

Измерение малых токов. Наименьший ток, который можно измерить стрелочным магнитоэлектрическим прибором — десятые доли микроампера, а зеркальным гальванометром — 10^{-11} А. Для измерения еще меньших токов приходится применять косвенные методы — измерение тока по падению напряжения на высокоомном резисторе и по величине заряда конденсатора. При этом используются баллистические гальванометры (измеряемый ток до 10^{-12} А) и электрометры (измеряемый ток до 10^{-17} А, при котором через поперечное сечение проводника прохо-

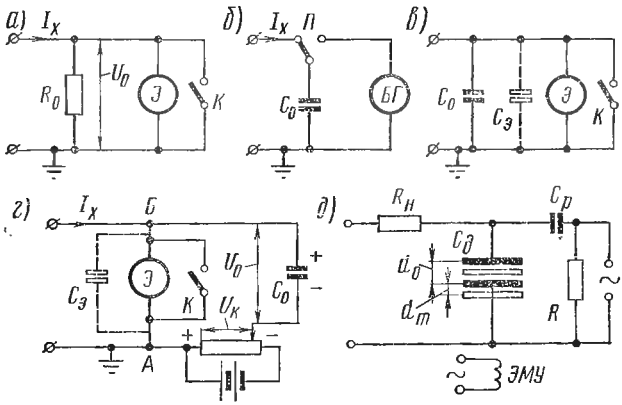


Рис. 14.13

дит всего 62 электрона в секунду). Препятствием к измерению очень малых токов является нестабильность нулевого положения электрометра — медленное одностороннее смещение указателя отсчетного устройства и хаотические колебания указателя около его среднего положения вследствие флюктуационных помех, обусловленных, например, тепловыми шумами в резисторах.

На рис. 14.13, *а* приведена схема измерения тока с помощью электрометра *Э* по падению напряжения $U_0 = I_X R_0$ на высокоомном резисторе R_0. Ключ *К* предназначен для снятия заряда с электрометра. Если вместо электрометра применить электронный милливольтметр переменного тока, то можно будет измерять и переменные токи до 10^{-11} А.

Измерение постоянного тока по величине заряда конденсатора можно осуществить по схемам, приведенным на рис. 14.13, *б*, *в* и *г*.

При измерении по схеме (*б*) предварительно разряженный конденсатор C_0 подключается на время *t* к цепи I_X. За время *t*, отсчитываемое

по секундомеру, конденсатор получит заряд $Q = I_X t$. Затем C_0 переключают в цепь баллистического гальванометра *БГ*, замечают баллистический отброс α_m и определяют I_X по зависимости:

$$I_X = Q/t = C_Q \alpha_m/t,$$

где C_Q — баллистическая постоянная (см. § 14.4).

Аналогично в схеме (*в*) после размыкания ключа *К* осуществляется накопление заряда на емкости C_0. При этом электрометр *Э* показывает напряжение на конденсаторе C_0, шунтированном емкостью $C_э$ электрометра и монтажа, равное:

$$U_0 = Q/(C_0 + C_э) = I_X t/(C_0 + C_э).$$

По этой зависимости находят I_X.

В схеме (*г*) измерение напряжения на C_0 осуществляется путем уравновешивания U_0 известным изменяемым напряжением $U_к$. Здесь электрометр является указателем равновесия, при котором

$$U_к = U_0 = I_X t/C_0; \quad I_X = U_к C_0/t.$$

Поскольку при равенстве U_0 и $U_к$ напряжение между точками *А* и *Б* равно нулю, емкость $C_э$ не оказывает влияния на результат измерения.

Наибольшая чувствительность при измерении тока по схемам, показанным на рис. 14.13, *а*, *в* и *г*, может быть получена при применении динамического электрометра, в котором входное напряжение постоянного тока преобразуется динамическим конденсатором в напряжение переменного тока, усиливаемое затем усилителем переменного тока. Схема входной цепи такого электрометра приведена на рис. 14.13, *д*. Одна из пластин динамического конденсатора $C_д$ перемещается электромагнитным устройством *ЭМУ* по синусоидальному закону, что приводит к изменению емкости конденсатора относительно ее среднего значения C_0. При подключении конденсатора через высокоомный резистор $R_н$ к источнику напряжения U_X (или источнику тока I_X) конденсатор приобретает заряд $Q = U_X C_0$ (или $Q = I_X t$). Если теперь привести пластину в движение с периодом $T \ll R_н C_0$, то конденсатор не успевает перезаряжаться, т. е. заряд Q останется постоянным, а напряжение на конденсаторе будет изменяться. Переменная составляющая этого напряжения

$$U_{C\sim} = (Q d_m/C_0 d_0) \sin \omega t = (U_X d_m/d_0) \sin \omega t$$

через разделительный конденсатор $C_р$ подается на усилитель переменного тока.

Динамический электрометр отличается большим входным сопротивлением и большой чувствительностью к току (порог чувствительности 10^{-17} А), поскольку даже очень слабый ток может зарядить конденсатор до значительного напряжения.

Измерение больших постоянных токов. Если задача измерения больших переменных токов легко решается применением измерительных трансформаторов тока (§ 6.5), то при измерении больших постоянных токов приходится применять специальные методы и устройства:

параллельное соединение шунтов (отдельные шунты на токи, бо́льшие 10 кА, не изготовляют вследствие их больших размеров и большой стоимости); устройства с магнитными преобразователями и измерительные «трансформаторы» постоянного тока.

Параллельное включение шунтов показано на рис. 14.14. Потенциальные зажимы шунтов R_i соединяются в две общие точки через резисторы r_i, удовлетворяющие условию $r_1/R_1 = \ldots = r_i/R_i = \ldots = r_n/R_n = K$. Для каждого шунта по второму закону Кирхгофа $I_iR_i + i_i'r_i - i_ir_i = U_0$, откуда

$$I_i = \frac{U_0}{R_i} + \frac{r_i}{R_i} i_i - \frac{r_i}{R_i} i_i' = \frac{U_0}{R_i} + Ki_i - Ki_i'.$$

Так как общий измеряемый ток $I_X = \sum I_i$, то

$$I_X = U_0 \sum_{i=1}^{i=n} \frac{1}{R_i},$$

поскольку получающиеся при суммировании токов I_i суммы всех токов, сходящихся в узле, Σi_i и $\Sigma i_i'$ по первому закону Кирхгофа равны нулю.

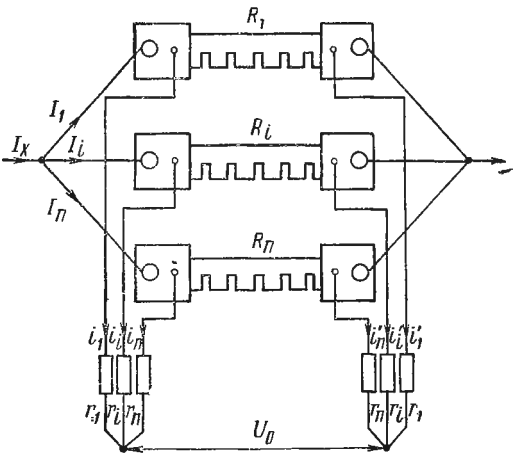


Рис. 14.14

Устройства с магнитными преобразователями основаны на законе полного тока: магнитодвижущая сила F вдоль замкнутого контура равна полному току I, охватываемому этим контуром, т. е. $F = I$. Пример приведен на рис. 14.15, *а*. Шина *2* с током I_X охвачена магнитопроводом *1* из материала с большой магнитной проницаемостью, что позволяет пренебречь магнитным сопротивлением этого магнитопровода по сравнению с магнитным сопротивлением $R_{m\delta}$ имеющегося в нем воздушного зазора. При таком условии магнитное сопротивление, магнитный поток в сердечнике и зазоре и индукция в зазоре соответственно равны:

$$R_{m\delta} = \delta/\mu_0 S_в, \quad \Phi \approx F/R_{m\delta} = I_X/R_{m\delta}, \quad B = \Phi/S_в = \mu_0 I_X/\delta,$$

где δ и $S_в$ — длина и площадь воздушного зазора.

Таким образом, задача измерения I_X сводится к измерению индукции B, что можно осуществить различными способами, например с помощью преобразователя Холла (см. § 7.5).

Наличие в рассмотренном устройстве магнитопровода из ферромагнитного материала приводит к погрешностям измерения, поскольку сопротивление магнитопровода все же не равно нулю и зависит от B нелинейно. Поэтому для точных измерений большого тока целесообраз-

нее применять преобразователь, разработанный в Ленинградском политехническом институте Спектором С. А., не содержащий деталей из ферромагнитного материала. Этот преобразователь представляет собой медный стержень диаметром D, имеющий приспособления для включения в разрыв шины с током I_X. В стержне высверлено продольное отверстие диаметром d на расстоянии r от центра (рис. 14.15, *б*).

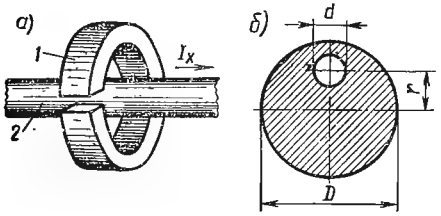


Рис. 14.15

Можно показать, что индукция в отверстии равномерна и равна:

$$B = 2\mu_0 r I_X / \pi (D^2 - d^2).$$

B измеряется методом ядерного магнитного резонанса (см. § 7.4), что обеспечивает измерение I_X с погрешностью порядка 0,01%.

Измерительный трансформатор постоянного тока — название, принятое в литературе, но не отвечающее действительности, поскольку в этом «трансформаторе» нет передачи энергии из первичной цепи во вторичную. По существу это ограничитель амплитуды вспомогательного переменного тока i_2, управляемый измеряемым постоянным током I_X, что позволяет по i_2 судить о значении I_X.

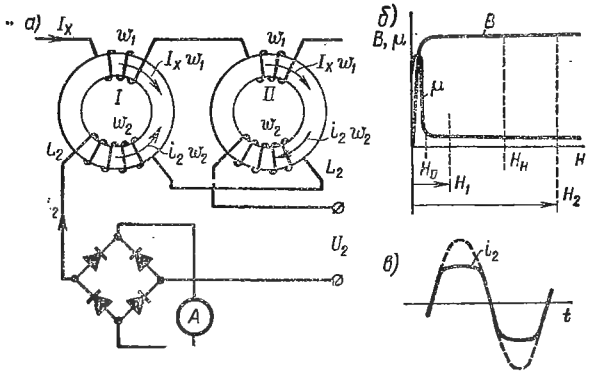


Рис. 14.16

Двухполупериодное ограничение i_2 осуществляется с помощью двух катушек индуктивности L_2 с числом витков w_2, намотанных на сердечники *I* и *II* (рис. 14.16, *а*) из магнитномягкого материала с большой магнитной проницаемостью μ (например, из пермаллоя), основная кривая намагничивания B которого и зависимость μ от напряженности H магнитного поля приведены на рис. 14.16, *б*. Обмотки индуктивностей питаются от сети переменного тока напряжением U_2. Две другие катушки включены в цепь I_X. При указанных на рисунке направлениях

тока i_2 и магнитодвижущих сил, создаваемых токами в катушках w_1 и w_2, напряженности поля в сердечниках соответственно равны:

$$H_1 = F_1/l = (I_X w_1 - i_2 w_2)/l,$$

$$H_2 = F_2/l = (I_X w_1 + i_2 w_2)/l,$$

где F_1 и F_2 — результирующие магнитодвижущие силы в сердечниках; l — средняя длина силовых линий в сердечниках.

Когда мгновенное значение тока $i_2 = 0$, напряженности поля в сердечниках равны $H_н = H_1 = H_2 = I_X w_1/l$. В положительный полупериод возрастание тока i_2 будет увеличивать H_2 и уменьшать H_1. Увеличение H_2 не вызывает изменения μ во втором сердечнике. Уменьшение же H_1 в первом сердечнике до некоторого значения $H_0 \approx 0$ (что соответствует $i_2 w_2 \approx I_X w_1$) приводит к резкому увеличению μ, а следовательно, и к увеличению

$$L_2 = w_2^2/R_m = w_2^2 S\mu/l,$$

где S — площадь поперечного сечения сердечника. Изменение L_2 вызывает появление э. д. с. самоиндукции $E_c = i_2(dL_2/dt)$, направленной навстречу напряжению U_2, что препятствует дальнейшему росту тока i_2 выше значения, удовлетворяющего приближенному равенству $i_2 w_2 \approx I_X w_1$. Во время второго полупериода, когда i_2 меняет свое направление, роль ограничителя выполняет индуктивность сердечника II. В результате этого кривая тока i_2 вместо синусоидальной становится почти прямоугольной (рис. 14.16, *в*). При таких условиях выпрямленное среднее значение тока i_2 равно $I_{2\,ср} \approx w_1 I_X/w_2$, т. е. показания амперметра A пропорциональны измеряемому току I_X, причем $I_{2ср}$ оказывается много меньше значения I_X, если $w_2 \gg w_1$.

Достоинством трансформаторов постоянного тока является безопасность их применения в цепях с высоким напряжением, так как вторичные обмотки изолированы от первичных.

Выпускаемые нашей промышленностью трансформаторы И-58М на номинальные первичные токи от 15 до 70 кА имеют класс точности 0,5.

Глава XV

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

§ 15. 1. Общие соображения

Раздел измерения параметров электрических цепей (R, L, C, M) и связанных с ними величин является весьма развитым разделом электроизмерительной техники. Объясняется это широким диапазоном значений параметров, подлежащих измерению, различными условиями их использования (например, постоянный или переменный ток), разными требованиями к точности измерений и другими факторами.

Для измерения параметров электрических цепей, так же как и для измерения других величин, применяют приборы непосредственной оценки (например, для измерения сопротивления — омметры) и те же методы и приборы сравнения. Отличительные особенности этих измерений: во-первых, средства измерений обязательно требуют вспомогательного источника энергии; во-вторых, измерения по существу во всех случаях косвенные. Так, определение сопротивления постоянному току на основании прямых измерений тока и напряжения является примером косвенных измерений в чистом виде (см. § 15.4). Однако измерительный механизм, включенный последовательно с измеряемым сопротивлением, можно градуировать в единицах сопротивлений, но только при определенном напряжении источника: так выполняются некоторые виды омметров. В данном случае ток (отклонение ИМ) оказывается функционально связанным с сопротивлением, но колебания напряжения по отношению к номинальному будут оказывать влияние на результат измерения сопротивления и давать ту или иную погрешность. Таким образом и в данном случае имеют место признаки косвенных измерений.

Что касается методов сравнения, то непосредственно сравнивать параметры не представляется возможным. Это можно осуществить лишь с помощью других величин, например напряжений, связанных с сопротивлениями известными закономерностями. Косвенные сравнения сопротивлений могут производиться в простейших цепях (последовательные или параллельные соединения) или в более сложных (мосты; см. § 15.3). В зависимости от конкретного способа сравнения измеряемое сопротивление определяется наблюдателем либо расчетным путем, либо по показанию прибора. Существуют приборы, которые автоматически осуществляют необходимые вычислительные операции (например, автоматические мосты).

В данном случае, помимо общих критериев при выборе метода и аппаратуры для измерения любых величин, необходимо знать, является измеряемый параметр линейным или нелинейным. Важно также правильно оценить влияние специфических искажающих факторов, как, например, сопротивления изоляции при измерении очень больших сопротивлений или сопротивления соединительных проводов и переходных контактов при измерении малых сопротивлений.

А. Измерение сопротивления постоянному току

§ 15.2. Приборы непосредственной оценки

На рис. 15.1, *а* приведена схема омметра с последовательным соединением магнитоэлектрического ИМ с измеряемым сопротивлением R_X. Угол отклонения ИМ

$$\alpha = \Psi_0 I/W = \Psi_0 E/W\,(R_i + R_д + R_и + R_X),$$

где R_i — внутреннее сопротивление источника э. д. с. E; $R_д$ — добавочное сопротивление; $R_и$ — сопротивление ИМ.

В схеме, показанной на рис. 15.1, *б*, при параллельном соединении R_X с ИМ

$$\alpha = \Psi_0 E R_X/W\,[R_и(R_i + R_д) + R_X(R_i + R_д + R_и)].$$

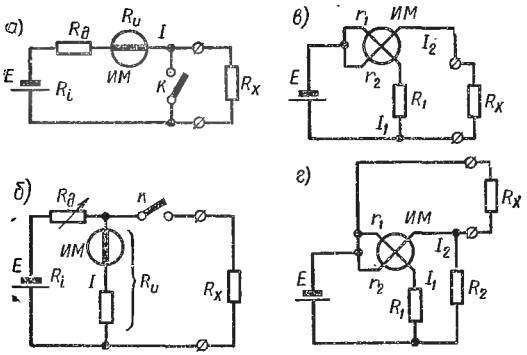


Рис. 15.1

Таким образом, в обоих омметрах α является некоторой функцией R_X и шкала прибора может быть градуирована в омах при постоянном значении всех остальных параметров и определенной E. Вид шкал для обоих омметров изображен соответственно на рис. 15.2, *а* и *б*.

Чтобы исключить влияние E, перед измерением правильность показаний омметра контролируют, изменяя параметры цепи так, чтобы эти показания соответствовали $R_X = 0$ или $R_X = \infty$ [при замкнутом ключе K (см. рис. 15.1, *а*) или разомкнутом (см. рис. 15. 1, *б*)]. Достигается это регулировкой положения магнитного шунта ИМ, изменяющего Ψ_0. При применении ИМ в комбинированном приборе для измерения тока и напряжения использование магнитного шунта не допускается, так как Ψ_0 должен оставаться неизменным для амперметра и вольтметра. В этом случае применяют регулируемый электрический шунт к ИМ (в схеме, приведенной на рис. 15.1, *а*) или регулируемое добавочное сопротивление (в схеме, приведенной на рис. 15.1, *б*).

Так как шкала рассмотренных омметров неравномерная, то класс точности их определяется по наибольшей абсолютной погрешности отклонения указателя Δl, отнесенной к длине L шкалы, соответствую-

щей диапазону измерений (ГОСТ 8038—60). Такой способ определения класса точности дает возможность вычислить относительную погрешность измерения сопротивления γ_{R_X} через приведенную погрешность ИМ и его цепи $\gamma_{пр} = \Delta I/L$ из выражения:

$$\gamma_{R_X} = \gamma_{пр}/k(1-k),$$

где $k = \alpha/\alpha_н$, α — отклонение указателя; $\alpha_н$ — полный угол отклонения указателя омметра. Наименьшая погрешность омметра имеет место при $k = 0{,}5$ и равна четырехкратному значению погрешности ИМ.

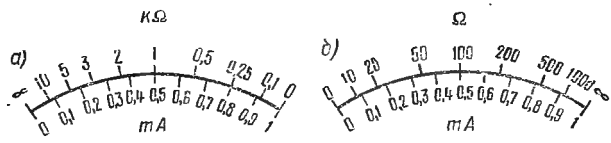


Рис. 15.2

Чтобы существенно уменьшить влияние напряжения источника тока на результат измерения, в качестве ИМ омметров используют магнитоэлектрические логометры. Принцип действия этих приборов ясен из рис. 15.1, *в* и *г*, на которых через r_1 и r_2 обозначены сопротивления рамок логометра, R_1 и R_2 — постоянно включенные резисторы; I_1 и I_2 — токи в рамках логометра, отношение которых является функцией измеряемого сопротивления R_X.

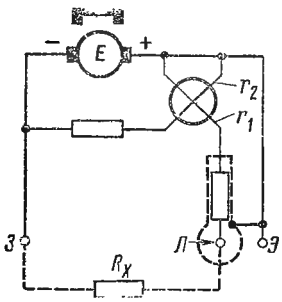


Рис. 15.3

Омметры, предназначенные для измерения больших сопротивлений (от 10^8 до 10^{10} Ом), получили название мегаомметров. В приборах такого типа в качестве источника используется генератор постоянного тока с ручным приводом. В различных модификациях приборов эти генераторы развивают напряжения от 100 до 2500 В с пределами измерений от 100 до 10 000 МОм. Особенностью мегаомметров является наличие экрана *Э* у зажима *Л* (рис. 15.3). Этот экран защищает зажимы от токов утечки по изоляции. Как видно из рисунка, напряжение между экраном *Э* и зажимом *Л* равно напряжению на рамке r_1, сопротивление которой мало по сравнению с сопротивлением утечки. Таким образом ток, шунтирующий рамку r_1, вследствие утечки по изоляции ничтожно мал. Наличие экрана не дает токам утечки проходить между зажимами *З* и *Л* и исключает влияние сопротивлений, шунтирующих измеряемое.

Для измерений сопротивлений, бо́льших 10^9 Ом, служат электронные приборы, называемые тераомметрами. В этих приборах измеряемое сопротивление R_X (рис. 15.4) составляет с известным сопротив-

лением R_0 (набор резисторов) делитель напряжения, для которого справедливо соотношение:

$$U_X = U_0 R_0/(R_X + R_0),$$

где U_0 — напряжение, приложенное к делителю.

При известных и постоянных U_0 и R_0 напряжение U_X будет зависеть только от R_X и, следовательно, путем измерения U_X можно определить R_X. Соотношение справедливо лишь для случая, когда входное сопротивление первого каскада (лампа $Л_1$) велико по сравнению с R_X и R_0, что обеспечивается применением электрометрической лампы, входное сопротивление которой порядка 10^{15} Ом. Магнитоэлектрический мик-

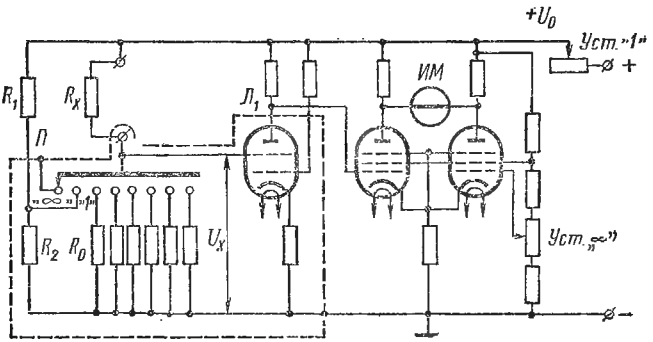


Рис. 15.4

роамперметр ИМ, градуированный в единицах сопротивления, включен в балансный выходной каскад. Регулируемые сопротивления *Уст.* «∞» и *Уст.* «1» при соответствующих положениях переключателя *П* («∞» и «1») необходимы для градуировки прибора. Остальные положения переключателя *П* позволяют изменять пределы измерения прибора.

По аналогичной принципиальной схеме строятся и мегаомметры, в которых U_X измеряется электронным вольтметром постоянного тока.

§ 15.3. Методы и приборы сравнения

Методы, основанные на сравнении в простейших цепях. Применение методов сравнения, как уже отмечалось, можно реализовать лишь косвенными путями. Возможно сравнение напряжений на измеряемом R_X и известном R_0 сопротивлениях, обтекаемых одним и тем же током, либо сравнение токов в этих сопротивлениях, включаемых или по очереди или параллельно к одному и тому же источнику тока неизменного напряжения. В первом случае напряжения измеряются либо одним вольтметром, переключаемым на зажимы одного и другого сопротивлений, либо двумя.

Чтобы методическая погрешность, обусловленная ответвляющимися токами в вольтметры (вольтметр), была незначительной, сопротивление приборов должно быть существенно бо́льшим каждого из

сравниваемых сопротивлений. В этом отношении наилучшие результаты можно получить, применяя компенсатор постоянного тока I (рис. 15.5), так как при измерении напряжения в момент компенсации в цепь компенсатора ток не ответвляется — в пределах чувствительности указателя равновесия компенсатора. Тогда при $I = \text{const}$ в цепи сопротивлений:

$$R_X = R_0 U_X / U_0.$$

Наиболее точные результаты получаются, когда R_0 близко по значению к R_X, так как в этом случае погрешность измерения R_X практически определяется лишь известной погрешностью для R_0.

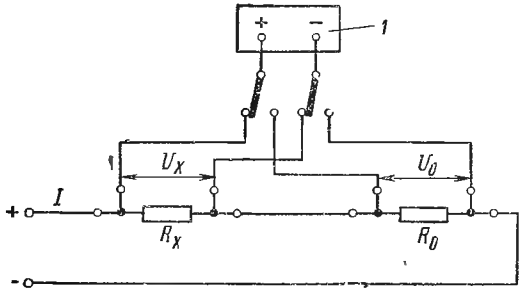


Рис. 15.5

Применяя регулируемое R_0, можно добиться равенства $U_X = U_0$; однако в этом случае значение R_0, как правило, может быть известно с меньшей точностью, чем для резисторов с постоянным сопротивлением, особенно если это измерительные катушки сопротивления.

При сравнении сопротивлений через токи с помощью одного и того же прибора и $U = \text{const}$

$$R_X = (I_1/I_2)(R_и + R_0) - R_п,$$

где I_1 и I_2 — токи при включении соответственно R_0 и R_X; $R_и$ — сопротивление измерительного механизма.

Высказанные ранее соображения относительно выбора значения R_0 и применения регулируемого резистора справедливы и в данном случае.

Метод сравнения по напряжениям применим с компенсатором для широкого диапазона значений сопротивлений, а с вольтметрами для малых сопротивлений.

Сравнение по токам используется, как правило, для больших сопротивлений, по сравнению с которыми сопротивлением измерительного прибора можно пренебречь.

Приборы сравнения — мосты. Мостом называется электрическая цепь (рис. 15.6, *а*), в которой при определенном соотношении сопротивлений могут быть выделены две узловые вершины C и D с равными потенциалами. Ветви моста R_1, R_2, R_3 и R_4 носят название плеч моста; ветвь AB, в которую включен источник питания, называется диагональю питания, а ветвь CD указателя равновесия — нулевой диагональю. Простейший четырехплечий мост называют одинарным для противопоставления двойному, рассматриваемому далее (см. рис. 15.7). В качестве указателей равновесия применяют магнито-

электрические гальванометры, гальванометрические усилители и электронные усилители постоянного тока (см. § 6.8).

Элементарный анализ показывает, что при бесконечно большом сопротивлении цепи указателя равновесия (практически, когда применяется электронный указатель равновесия) напряжение

$$U_{CD}=U_4-U_1=U(R_2R_4-R_1R_3)/(R_1+R_2)(R_3+R_4), \qquad (15.1)$$

где U_1 и U_4 — напряжения в ветвях AC и AD; U — напряжение питания.

Ток в нулевой диагонали моста, при замыкании ее на сопротивление $R_у$ указателя,

$$I_у=\frac{U_{CD}}{R_у+R_{CD}}=U\frac{R_2R_4-R_1R_3}{R_у(R_1+R_2)(R_3+R_4)+R_1R_2(R_3+R_4)+R_3R_4(R_1+R_2)},$$

где $R_{CD}=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}+\frac{R_3R_4}{R_3+R_4}$ — выходное сопротивление моста со стороны вершин C и D при коротком замыкании источника питания.

При $I_у=0$ разность $R_2R_4-R_1R_3=0$. Это соотношение является уравнением равновесия моста и часто его записывают в виде $R_2R_4=R_1R_3$ или $R_1/R_4=R_2/R_3$, что соответствует равенству напряжений $U_{AC}=U_{AD}$ и $U_{BC}=U_{BD}$ (сравнение напряжений).

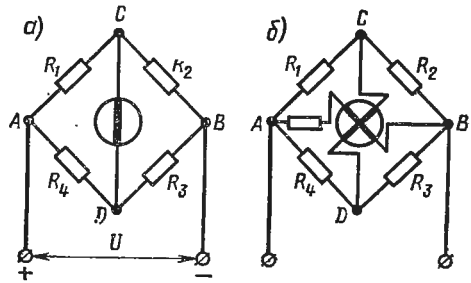


Рис. 15.6

Измеряемое сопротивление R_X включается в одно из плеч моста, например $R_1=R_X$. Тогда для определения R_X нужно знать значение R_2 и отношение R_4/R_3, а не их абсолютные значения. Это является одним из существенных факторов, способствующих получению высокой точности измерения. Очевидно, что мост можно уравновесить, изменяя любое из сопротивлений, входящих в уравнение равновесия, или изменяя одно из них и отношение двух других.

Наряду с мостами, работающими в уравновешенном режиме, находят применение неуравновешенные мосты. Обозначив сопротивление первого плеча моста, при котором имеет место равновесие, через R_{10}, имеем:

$$R_{10}=R_2(R_4/R_3).$$

Для неуравновешенного моста

$$R_1=R_{10}+\Delta R_1=R_{10}(1+\delta R_1),$$

где ΔR_1 — изменение сопротивления R_1, а $\delta R_1 = \Delta R_1 / R_{10}$. В этом случае

$$I_у = -U \frac{\Delta R_1 R_3}{R_у (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)} =$$

$$= -U \frac{\delta R_1}{R_у \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + R_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + R_4 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (15.2)$$

Из формулы (15.2) видно, что при U = const и постоянных остальных параметрах моста указатель равновесия может быть градуирован в ΔR_1 или δR_1, т. е. в единицах сопротивления или процентах Такой режим работы моста используется в технической практике при установлении соответствия сопротивления измеряемого резистора заданному значению, и прибор указывает абсолютную или относительную погрешность сопротивления. Такого рода мосты часто называют процентными.

Для данной цели строятся также процентные мосты, работающие в уравновешенном режиме. В таких мостах начальное уравновешивание, при нормальном значении измеряемого сопротивления, осуществляется с помощью резистора, включенного в одно из плеч моста (например, R_4 на рис. 15.6, *а*), и в дальнейшем сопротивление этого резистора не изменяется. Собственно измерение контролируемых резисторов, т. е. уравновешивание моста для каждого данного измеряемого объекта, производится резистором в другом плече моста (например, R_2), который градуируется в процентах от номинального значения сопротивления измеряемого резистора.

Мосты в неуравновешенном режиме используются также для измерения неэлектрических величин, функционально связанных с сопротивлением. Основной недостаток неуравновешенных мостов — зависимость показаний указателя равновесия от напряжения источника питания — устраняется или питанием моста от стабилизированного источника или контролем напряжения питания и регулированием его до номинального значения. Независимости показаний от напряжения можно достигнуть, применяя в качестве указателя логометр (рис. 15.6, *б*).

Рассматривая мост как прибор, состоящий из двух преобразователей — мостовой цепи и указателя равновесия, — и основываясь на приведенных ранее данных о чувствительности приборов (см. § 3.3), можно написать:

$$S_м = S_ц S_у, \quad (15.3)$$

где $S_м$ — чувствительность моста, равная $d\alpha/\delta R_1$; $S_ц$ — чувствительность мостовой цепи, равная $dU/\delta R_1$ (по напряжению) или $dI/\delta R_1$ (по току); $S_у$ — чувствительность указателя равновесия, равная $d\alpha/dU$ (по напряжению) или $d\alpha/dI$ (по току). Тогда:

$$S_м = \frac{d\alpha}{\delta R_1} = \frac{d\alpha}{dU} \cdot \frac{dU}{\delta R_1} = \frac{d\alpha}{dI} \cdot \frac{dI}{\delta R_1}.$$

В общем случае чувствительности $S_ц$ и $S_м$, вследствие нелинейной зависимости тока и напряжения от δR_1, имеют непостоянное значение.

Чувствительности уравновешенной цепи определяются при небольшом отклонении ее от состояния равновесия, и в этом случае при расчете чувствительности по напряжению принимают напряжение на нулевой диагонали равным U_{CD}. Полагая $R_2/R_1 = n$ и учитывая, что $R_4/R_3 = R_1/R_2 = 1/n$, выражение (15.1) можно представить в виде:

$$U_{CD} = -U\delta R_1 \Big/ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right),$$

или

$$U_{CD} = -U\frac{n}{(1+n)^2}\delta R_1.$$

Тогда чувствительность мостовой цепи по напряжению

$$S_ц = U_{CD}/\delta R_1 = -Un/(1+n)^2$$

и имеет максимум при $n = 1$.

Чувствительность $S_ц = I_у/\delta R_1$ может быть рассчитана по току $I_у$, определяемому как

$$I_у = U_{CD}/(R_у + R_{CD}),$$

где R_{CD} — выходное сопротивление моста со стороны зажимов CD, полагая сопротивление диагонали питания практически равным нулю: $R_у$ — сопротивление указателя равновесия.

В неравновесных мостах для получения наибольшей чувствительности сопротивление R_{CD} должно быть согласовано с сопротивлением $R_у$.

Как следует из приведенных соотношений, чувствительность $S_ц$ прямо пропорциональна напряжению питания моста U. Однако при увеличении U увеличивается и мощность, расходуемая в элементах мостовой цепи, что является ограничивающим фактором. Помимо этого, чувствительность зависит и от соотношений сопротивлений элементов мостовой цепи, и для получения оптимальных соотношений для чувствительности требуется соблюдение определенных условий [9].

Практически, как было указано, при измерениях неэлектрических величин применяются мосты в неравновесном состоянии с симметричной схемой включения отдельных элементов, когда либо $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$, либо $R_1 = R_4$ и $R_2 = R_3$, а также равноплечие мостовые цепи, когда $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_у$.

По конструкции мосты разделяются на магазинные, более точные, но и более сложные и дорогие, и линейные, существенно менее точные, но более простые, дешевые и удобные в эксплуатации. В первых можно устанавливать ряд значений отношения плеч R_4/R_3 обычно кратных десяти, а уравновешивание производить изменением сопротивления магазина R_2. В линейных мостах предел измерения изменяется установкой определенных значений сопротивления R_2, обычно кратных десяти, а уравновешивание производится путем плавного изменения отношения плеч R_4/R_3, выполненных в виде реохорда.

Основными источниками погрешностей измерения на уравновешенном месте являются: а) неточность подгонки резисторов, сопротивления которых входят в уравнение равновесия моста; б) недостаточная чувствительность моста $S_м$; в) погрешность дискретности (в магазинных мостах) или погрешность отсчета отношения сопротивлений R_4/R_3 (для линейных мостов).

Относительная погрешность, обусловленная неточностью подгонки сопротивлений резисторов, для магазинного моста:

$$\gamma_{R_X} = \gamma_{R_2} + \gamma_{R_4} - \gamma_{R_3};$$

для линейного моста:

$$\gamma_{R_X} = \gamma_{R_2} + \gamma_{R_4/R_3},$$

где γ_{R_4/R_3} — погрешность отношения R_4/R_3.

Погрешность, обусловленная нечувствительностью моста,

$$\gamma_{нч} = \Delta_0/S_п,$$

где Δ_0 — порог чувствительности указателя равновесия.

В магазинных мостах погрешность от дискретности обусловливается следующим. Если при некотором положении рычага переключателя самой младшей декады резистора R_2 указатель равновесия дает небольшое отклонение α_1 от нулевого положения в одну сторону, а при перемещении рычага на один контакт отклонение меняет знак и получается некоторое α_2, то в пределах чувствительности моста не удается уравновесить мост. Погрешность дискретности в этом случае будет равна половине значения сопротивления одного элемента самой младшей декады резистора R_2. Однако путем интерполяции можно устранить указанную погрешность. Если отклонение α_1 получается при некотором сопротивлении самой младшей декады R_2', а α_2 — при сопротивлении $R_2'' > R_2'$, то сопротивление, соответствующее нулевому отклонению указателя равновесия, т. е. уравновешенному состоянию моста,

$$R_2 = R_2' + \frac{R_2'' - R_2'}{\alpha_1 + \alpha_2}\alpha_1.$$

Пределы измерений одинарных мостов в обычном исполнении, предназначенных для точных измерений, составляют от 10 до 10^5 Ом. Нижний предел ограничивается погрешностями, вносимыми сопротивлениями проводников, соединяющих R_X, и переходных контактов. При измерении больших сопротивлений результаты искажаются сопротивлениями изоляции.

Для измерения малых сопротивлений (менее 10 Ом) применяют двойные мосты (рис. 15.7). При равновесии моста имеем:

$$R_X = R_0\frac{R_4}{R_3} + r\frac{R_4}{R_3' + R_4' + r}\left(\frac{R_3'}{R_3} - \frac{R_4'}{R_4}\right). \qquad (15.4)$$

Это уравнение равновесия существенно упрощается, если выполнить плечи R_3' и R_4' так, чтобы при любых регулировках моста $R_3' = R_3$ и $R_4' = R_4$, т. е. одинаково, и одновременно, изменять указан-

ные сопротивления. В этом случае второй член правой части выражения (15.4) становится равным нулю и уравнение равновесия для двойного моста превращается в уравнение равновесия для одинарного моста. Однако строго выполнить указанное требование практически не удается, поэтому отбрасывание второго члена вызывает погрешность. Для ее уменьшения сопротивление r выполняется обычно из короткого медного провода большого сечения.

Двойные мосты предназначаются для измерения малых сопротивлений, поэтому измеряемое сопротивление R_X и сопротивление R_0 (обычно измерительная катушка сопротивления) должны быть четырехзажимными. Соединяющие их провода входят в цепь питания и не влияют на условия равновесия. Провода же и контакты, соединяющие

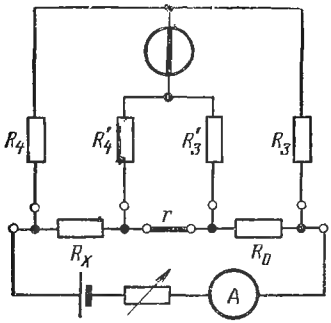


Рис. 15.7

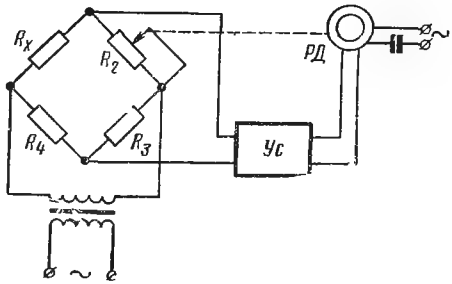


Рис. 15.8

эти и другие сопротивления моста, оказываются соединенными с сопротивлениями соответствующих плеч, значения которых устанавливают не менее 10 Ом, и таким образом мало их изменяют. Нижним пределом измерений двойным мостом следует считать 10^{-6} Ом. Основные параметры и технические требования для измерительных мостов постоянного тока регламентируются ГОСТ 7165—66.

В соответствии с этим ГОСТом выпускаются уравновешенные мосты классов точности 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5, причем класс точности моста, в отличие от омметров, определяется по наибольшей допустимой относительной погрешности измерения в установленных для моста пределах измерений.

Для уравновешенных мостов требуется, чтобы отклонение указателя равновесия при изменении сопротивления регулируемого плеча на δR_1 или отношения сопротивлений плеч отношений на a в процентах (где a — класс точности моста) было бы не менее одного деления шкалы. Это равносильно тому, что 1 деление $= S_м \delta R_1 = S_м a/100$.

Самоуравновешивающиеся мосты постоянного тока. Принципы автоматизации процесса уравновешивания компенсаторов (см. § 14.5) в равной мере могут быть применены и к мостам. Разница заключается лишь в том, что в мостах нет необходимости поддерживать постоянным напряжение питания.

На рис. 15.8 показана схема самоуравновешивающегося моста. Если в мосте нет элементов, содержащих значительные индуктивности

или емкости, то мост целесообразно питать переменным током, так как в этом случае возможно применение простого усилителя переменного тока *Ус* в нулевой диагонали. Усиленное напряжение поступает на управляющую обмотку реверсивного двигателя *РД*, вторая обмотка (возбуждение) которого питается от сети. Двигатель через соответствующий редуктор перемещает движок реохорда R_2 до состояния равновесия моста, одновременно перемещая стрелку указателя или пишущее приспособление (при записи во времени), и может замыкать соответствующие контакты для сигнализации или управления. При наличии значительных реактивных сопротивлений в R_x мост должен питаться постоянным током. В этом случае напряжение разбаланса моста преобразуется в переменное напряжение (так же, как в компенсаторах постоянного тока), усиливается и подается на реверсивный двигатель. Приведенная погрешность таких мостов в лучшем случае составляет 0,25%. быстродействие — порядка 0,25 с (ГОСТ 7164—66)

§ 15.4. Косвенные методы измерений

Метод амперметра и вольтметра. На рис. 15.9, *а* и *б* приведены две схемы включения приборов. Значения сопротивлений, вычисленные по показаниям приборов, для схемы на рис. 15.9, *а*:

$$R'_X = U/I_X = (U_X + U_а)/I_X = R_X + R_а;$$

для схемы на рис. 15.9, *б*

$$R'_X = U_X/I = U_X/(I_X + I_в) = R_X/[1 + (R_X/R_в)],$$

где $R_а$ и $R_в$ — сопротивления амперметра и вольтметра соответственно

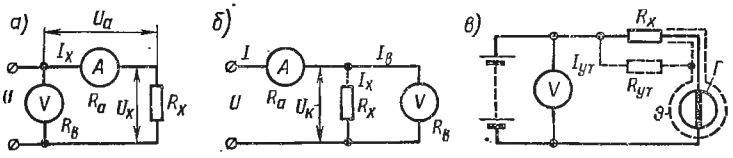


Рис. 15.9

Относительная методическая погрешность измерения сопротивления схемы (*а*):

$$\gamma_{R_X} = \Delta R_X/R_X = R_а/R_X;$$

для схемы (*б*)

$$\gamma_{R_X} = -R_X/(R_в + R_X).$$

Очевидно, что схема, приведенная на рис. 15.9, *а*, обеспечивает меньшие погрешности при измерении больших сопротивлений, а схема приведенная на рис. 15.9, *б*, — при измерении малых сопротивлений.

Рассмотренный метод даже с учетом методической погрешности не может обеспечить высокой точности, так как погрешность измерения сопротивления этим методом всегда больше суммы приведенных погрешностей обоих приборов. Вместе с этим возможности метода по диапазону измеряемых величин очень велики. Наименьшее значение измеряемого сопротивления ограничивается допустимым током по сопротивлению или возможностью измерения малых падений напряжений на этом сопротивлении. Измерение же больших сопротивлений ограничивается допустимым напряжением, которое можно приложить к измеряемому сопротивлению.

Рис15.10

При измерении очень больших сопротивлений (например, сопротивления изоляции) приходится применять высокочувствительные к току приборы — микроамперметры и гальванометры. В этом случае с целью исключения влияния сопротивления утечки $R_{ут}$ на результат измерения (рис. 15.9, *в*) необходимо вводить экран *Э*, включаемый так (на рисунке *Э* соединен с нижним проводом), чтобы ток $I_{ут}$, идущий по сопротивлению утечки $R_{ут}$, замыкался помимо гальванометра *Г*.

Измерение больших сопротивлений по заряду или разряду конденсатора. Для измерений необходим конденсатор с известной емкостью и хорошей изоляцией. Для измерения заряда конденсатора может применяться или баллистический гальванометр или электрометр. На рис. 15.10 показана схема, на которой обозначено: U — напряжение источника; C — конденсатор; V — электрометр; K — ключ. В момент размыкания ключа K запускается секундомер, который останавливается через время t, когда напряжение на конденсаторе достигнет значения U_t. Так как:

$$U_t = U\left(1 - e^{-t/R_X C}\right),$$

то

$$R_X = t/C \ln\left[U/(U - U_t)\right].$$

Если $U_t < 0{,}1\,U$, то формула упрощается:

$$R_X \approx Ut/U_t C.$$

Такой метод применяется для измерения сопротивлений до $10^{15} \div 10^{16}$ Ом, если располагать чувствительным электрометром, конденсатором с емкостью в 100 пФ и временем измерения порядка 100 с.

Б. Измерение параметров цепей переменного тока

§ 15.5. Приборы непосредственной оценки—фарадаметры и генриметры

В приборах непосредственной оценки используются логометрические ИМ переменного тока (см. § 5.7). Включая последовательно один элемент логометра с постоянным реактивным сопротивлением x_1, а второй с измеряемым x_X и соединяя обе цепи параллельно (рис. 15.11, *а*), имеем:

$$I_1 = U/\sqrt{r_1^2 + x_1^2}, \qquad I_2 = U/\sqrt{r_2^2 + x_X^2}.$$

Тогда

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left[\frac{x_X}{x_1}\sqrt{\frac{1+(r_2^2/x_X^2)}{1+(r_1^2/x_1^2)}}\right].$$

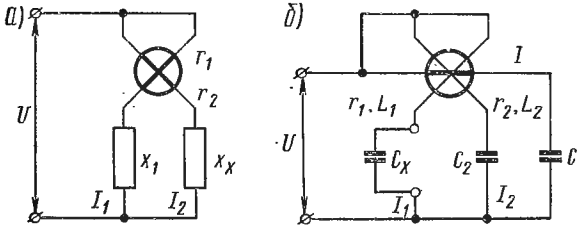


Рис. 15.11

Если x_X и x_1 — однородные реактивности (индуктивные или емкостные), то $x_X/x_1 = L_X/L_1$ или $x_X/x_1 = C_1/C_X$ и, следовательно, $\alpha = f_L(L_X)$ или $\alpha = f_C(C_X)$ при условии сохранения постоянными значений L_1, C_1, r_1, r_2 и ω. Если в логометре $r_1/x_1 \ll 1$ и $r_2/x_X \ll 1$, то изменения частоты и активных сопротивлений r_1 и r_2 будут вызывать малую погрешность в показаниях прибора.

В качестве примера на рис. 15.11, *б* приведена принципиальная схема электродинамического фарадаметра, неподвижная катушка которого включена последовательно с конденсатором емкостью C. Цепи подвижных катушек включены следующим образом: одна — последовательно с измеряемой емкостью C_X, а другая — последовательно с конденсатором известной емкости C_2. Для уменьшения зависимости показаний фарадаметра от частоты необходимо, чтобы r_1 и r_2, а также ωL_1 и ωL_2 были значительно меньше емкостных сопротивлений $1/\omega C_X$ и $1/\omega C_2$.

§ 15.6. Методы и приборы сравнения

При измерении полного сопротивления переменному току применим (так же как и на постоянном токе) **метод сравнения неизвестного сопротивления z_X с известным z_0**. Для этой цели оба сопротивления включаются последовательно и измеряются падения напряжений U_X на z_X

и U_0 на z_0. Тогда $z_X = z_0(U_X/U_0)$. При параллельном включении сопротивлений измеряют токи I_X и I_0 и вычисляют:

$$z_X = z_0(I_0/I_X).$$

Если в качестве известного применяется чисто активное сопротивление, то, используя дополнительный прибор для измерения напряжения U, приложенного к последовательной цепи, или суммарного тока I параллельного соединения цепей, можно определить также угол сдвига φ по формулам: $\cos\varphi = (U^2 - U_X^2 - U_0^2)/2U_X U_0$ или $\cos\varphi = (I^2 - I_X^2 - I_0^2)/2I_X I_0$ и, следовательно, составляющие сопротивления $r_X = z_X \cos\varphi$ и $x_X = \sqrt{z_X^2 - r_X^2}$.

Применение в рассмотренном методе компенсатора переменного тока, позволяющего измерить не только напряжение, но и угол сдвига, дает возможность определять значения как полного сопротивления, так и его составляющих.

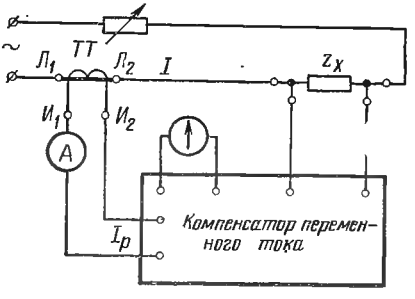


Рис. 15.12

Если пользоваться прямоугольно-координатным компенсатором и питать рабочую цепь компенсатора через трансформатор тока TT, а цепи измеряемого сопротивления и первичной обмотки трансформатора — от одного источника тока (рис. 15.12), то:

$$r_X = U_a/k_I I_{р.н} \quad \text{и} \quad x_X = U_j/k_I I_{р.н},$$

где U_a и U_j — отсчеты по синфазному и квадратурному реохордам компенсатора; $I_{р.н}$ — номинальный рабочий ток компенсатора; k_I — коэффициент трансформации трансформатора.

Этот метод исключает влияние колебаний напряжения питания на результаты измерения, а также упрощает расчеты.

Мосты переменного тока. Для измерения параметров цепей переменного тока применяют разнообразные мосты; среди них четырехплечие мосты являются наиболее простыми и широко распространенными. Питание мостов осуществляется переменным током той частоты, на которой требуется произвести измерение. Нулевыми указателями служат устройства, описанные в § 14.4.

Все соотношения, полученные для четырехплечих мостов постоянного тока, справедливы и для мостов переменного тока при условии, если в соответствующих формулах сопротивления R заменить на комплексные сопротивления Z (рис. 15.13, *а*).

В мостах переменного тока, так же как и в мостах постоянного тока, возможна работа в уравновешенном и неравновесном режимах. Мосты неравновесные применяются, в основном, для измерения неэлектрических величин.

Ток в нулевой диагонали, как следует из (15.2):

$$\dot{I}_{\text{у}} = -\dot{U}\frac{\delta Z_1}{Z_{\text{у}}\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right)\left(1+\frac{Z_4}{Z_3}\right)+Z_2\left(1+\frac{Z_4}{Z_3}\right)+Z_4\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right)}$$

и пропорционален $\delta Z_1 = \Delta Z_1/Z_1$.

Уравнением равновесия моста является соотношение

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4.$$

Полагая $Z = ze^{j\varphi}$, имеем

$$z_1 z_3 e^{j(\varphi_1+\varphi_3)} = z_2 z_4 e^{j(\varphi_2+\varphi_4)}.$$

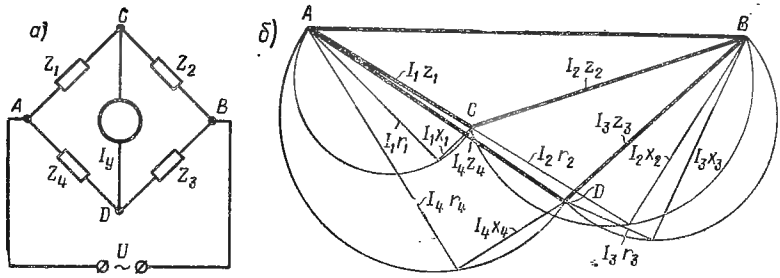


Рис. 15.13

Последние соотношения можно выразить двумя равенствами:

$$z_1 z_3 = z_2 z_4 \quad \text{и} \quad \varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4.$$

Эти равенства показывают, что в общем случае для уравновешивания моста нужно иметь по крайней мере два регулируемых параметра, что, разумеется, усложняет процесс уравновешивания моста, но обеспечивает определение как модуля сопротивления, так и его составляющих.

Равенство $\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4$ позволяет установить, какого характера элементы (индуктивные, емкостные, активные сопротивления) должны находиться в отдельных плечах моста, чтобы он мог быть уравновешен.

Выражая комплексы сопротивлений плеч моста в форме $Z = r + jx$, получим уравнение равновесия в виде:

$$(r_1 + jx_1)(r_3 + jx_3) = (r_2 + jx_2)(r_4 + jx_4). \qquad (15.5)$$

Это равенство равносильно двум:

$$r_1 r_3 - x_1 x_3 = r_2 r_4 - x_2 x_4 \quad \text{и} \quad r_1 x_3 + r_3 x_1 = r_2 x_4 + r_4 x_2. \qquad (15.6)$$

Если считать неизвестным сопротивление $Z_1 = Z_X$, то его составляющие $r_1 = r_X$ и $x_1 = x_X$ могут быть найдены через известные параметры моста из соотношений (15.6).

Практически желательно иметь такие соотношения параметров элементов моста, чтобы активная и реактивная составляющие сопротивления измеряемого объекта могли быть определены независимо друг от друга по значениям регулируемых элементов. Тогда эти элементы (переменные меры) можно градуировать в значениях измеряемых величин. Такие мосты называют мостами с раздельным, или независимым, отсчетом.

Из выражения (15.5) следует, что:

$$(r_X + jx_X) = (r_2 + jx_2)(r_4 + jx_4)/(r_3 + jx_3)$$

или

$$(r_X + jx_X) = A + jB. \qquad (15.7)$$

Уравнение (15.7) показывает, что раздельный отсчет возможен лишь в том случае, если каждый из регулируемых параметров входит только в одну величину, либо A, либо B.

Как следует из векторной диаграммы мостовой цепи (рис. 15.13,*б*), для уравновешивания моста необходимо, чтобы точки C и D совпали ($U_{CD} = 0$). Этого можно достигнуть, попеременно изменяя (регулируя) параметры каких-либо элементов моста. Однако небезразлично, какую пару элементов регулировать, — это зависит от конкретной цепи моста. Анализ данного вопроса показывает, что при разных сочетаниях регулируемых элементов быстрота достижения равновесия оказывается различной, а в некоторых случаях даже практически невозможно уравновесить мост. Это свойство моста характеризуется понятием сходимости моста, и лучшая или худшая сходимость определяется взаимным расположением геометрических мест потенциальных точек C и D моста при изменении значений регулируемых параметров [12].

Вычисление r_X и x_X по таким сложным формулам, как (15.6), затруднительно и поэтому, стремясь их упростить, мосты изготовляют так, чтобы два плеча содержали или только активные или только реактивные сопротивления. Например, если положить $x_3 = 0$ и $x_4 = 0$, то $r_X = r_2 r_4/r_3$ и $x_X = x_2 r_4/r_3$. Это условие можно реализовать, если реактивные элементы в первом и втором плечах одинаковы. Положив $x_2 = 0$ и $x_4 = 0$, получим:

$$r_X = r_2 r_3 r_4/(r_3^2 + x_3^2),$$

$$x_X = -r_2 r_4 x_3/(r_3^2 + x_3^2).$$

При этом реактивные элементы в первом и третьем плечах должны быть противоположного характера (емкость и индуктивность).

Мосты, в которых уравнения равновесия не зависят от частоты, называются частотонезависимыми. Например, при $x_3 = 0$, $x_4 = 0$, $x_1 = \omega L_1$ и $x_2 = \omega L_2$ уравнения равновесия записываются в виде: $r_1 = r_2 r_4/r_3$ и $L_1 = L_2 r_4/r_3$.

Если уравнение равновесия моста зависит от частоты, то мост называют частотозависимым. Например, при $x_2 = 0$, $x_4 = 0$,

$x_1 = \omega L_1$, $x_3 = -1/\omega C_3$ уравнения равновесия выражаются соотношениями:

$$r_1 = \frac{r_2 r_4 r_3}{r_3^2 + (1/\omega^2 C_3^2)}, \quad L_1 = \frac{r_2 r_4 C_3}{1 + \omega^2 C_3^2 r_3^2}.$$

Частотозависимые мосты можно применять также для измерения частоты.

На рис. 15.14 приведено несколько видов мостовых цепей.

На рис. 15.14, *а* и *б* изображены схемы мостов и даны уравнения их равновесия (без учета остаточных параметров элементов моста) для измерения емкости C_X и тангенса угла потерь $\operatorname{tg}\delta_X$ конденсаторов с малыми потерями (рис. 15.14, *а*; последовательная эквивалентная схема конденсатора C_X) и относительно большими потерями (рис. 15.14, *б*; параллельная эквивалентная схема конденсатора C_X).

При испытании изолирующих материалов, определении тангенса угла потерь при высоком напряжении применяется мост по схеме, приведенной на рис. 15.14, *в*. Благодаря заземлению вершины моста *B* почти все напряжение питания моста оказывается приложенным к испытуемому объекту и конденсатору C_1, а регулируемые элементы C_3 и r_2 имеют потенциал, близкий к потенциалу земли.

Неизвестную индуктивность можно измерять путем сравнения с известной индуктивностью по схеме, подобной приведенной на рис. 15.14, *а*. Однако чаще всего применяют схему сравнения с известной емкостью (рис. 15.14, *г*), так как измерительные конденсаторы изготовляются более высокой точности, чем индукторы.

Помимо четырехплечих мостов применяют более сложные цепи, в частности шестиплечие. Схема подобного моста, изображенная на рис. 15.14, *д*, используется для сравнения индуктивности с емкостью, или наоборот. Для получения уравнений равновесия многоплечих мостов, пользуясь вышеприведенными уравнениями для четырехплечих мостов, необходимо предварительно многоплечий мост преобразовать в четырехплечий.

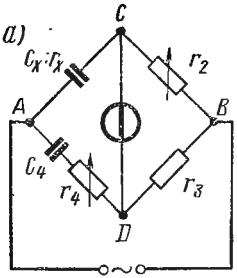
Достоинством моста, схема которого приведена на рис. 15.14, *д*, является возможность раздельного уравновешивания реактивных и активных составляющих цепи (путем регулирования резисторами r_2 и r_5).

Для точных измерений реактивных и активных параметров электрических цепей, а также для измерения неэлектрических величин и магнитных характеристик материалов находят применение так называемые трансформаторные мосты с тесной индуктивной связью между элементами, образующими плечи отношений. Простейшие принципиальные схемы таких мостов приведены на рис. 15.15, *а* и *б*, которые отличаются друг от друга тем, что поменены местами включения источник питания и указатель равновесия. Тесная индуктивная связь между элементами плеч *AC* и *CB* достигается тем, что обмотки навиваются на общий магнитопровод.

Для цепи, показанной на рис. 15.15, *а*, уравнение равновесия имеет вид:

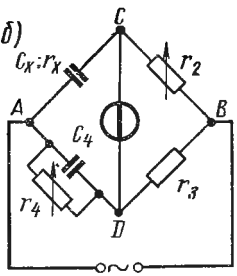
$$\dot{U}_A/\dot{U}_B = Z_A/Z_B \quad \text{или} \quad Z_A = Z_B(w_A/w_B),$$

а)



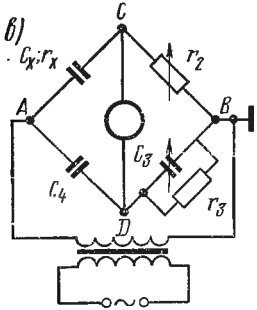
$r_x = r_4 \frac{r_2}{r_3}; C_x = \frac{r_3}{r_2} C_4; tg\delta_x = \omega C_4 r_4$

б)



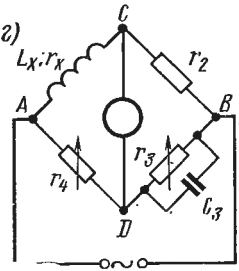
$r_x = r_4 \frac{r_2}{r_3}; C_x = \frac{r_3}{r_2} C_4; tg\delta_x = \frac{1}{\omega C_4 r_4}$

в)



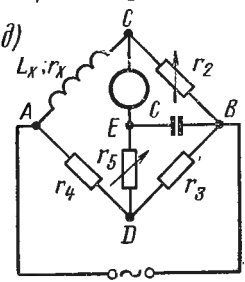
$r_x = r_2 \frac{C_3}{C_4}; C_x = C_4 \frac{r_3}{r_2}; tg\delta_x = \omega C_3 r_3$

г)



$r_x = r_2 \frac{r_4}{r_3}; \; L_x = C_3 r_2 r_4$

д)



$r_x = r_2 \frac{r_4}{r_3}; \; L_x = C \frac{r_2}{r_3} \left[r_5 (r_3 + r_4) + r_3 r_4 \right]$

Рис. 15.14

так как $U_A/U_B = w_A/w_B$, где w_A и w_B — числа витков соответствующих частей вторичной обмотки трансформатора.

Равновесие цепи, показанной на рис. 15.15, *б*, устанавливается по нулевому показанию указателя равновесия, которое будет иметь место в том случае, если в магнитопроводе отсутствует магнитный поток. А для этого необходимо, чтобы $\dot{I}_A w_A = \dot{I}_B w_B$, где $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$ — токи в соответствующих частях обмотки AB. Тогда уравнение равновесия будет таким же, что и для цепи на рис. 15.15, *а*, так как $\dot{I}_A = \dot{U}/Z_A$ и $\dot{I}_B = \dot{U}/Z_B$, полагая, что практически все напряжение U оказывается приложенным к сравниваемым сопротивлениям Z_A и Z_B.

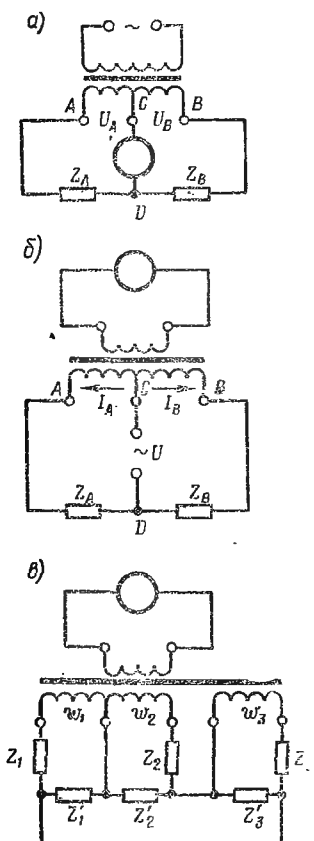


Рис. 15.15

Основные достоинства трансформаторных мостов: высокая стабильность плеч отношения AC/BC; возможность уравновешивания путем изменения чисел витков обмоток, применяя меры с постоянным значением в плече DB (если в плече AD включено измеряемое сопротивление); широкий частотный диапазон.

На рис. 15.15, *в* изображена более сложная схема трансформаторного моста, в котором уравновешивание производится регулируемыми мерами (например, Z_1 и Z_2, если измеряемым элементом является Z_3'). Модули комплексных сопротивлений z_1', z_2', z_3' должны быть значительно меньше модулей z_1, z_2, z_3. Уравнение равновесия моста имеет вид:

$$\frac{Z_1'}{Z_1} w_1 + \frac{Z_2'}{Z_2} w_2 + \frac{Z_3'}{Z_3} w_3 = 0.$$

Подобные мосты нашли применение, в частности, при определении магнитных характеристик материалов при намагничивании переменным полем повышенной и высокой частоты. Испытуемый образец (обычно кольцевой) с обмоткой включается как элемент Z_3' (L_X; r_X). Если взять в качестве элемента Z_1 конденсатор переменной емкости C_1, элемента Z_1' — конденсатор постоянной емкости C_0, элемента Z_2 — конденсатор переменной емкости C_2, элемента Z_2' — активное сопротивление r_0 и элемента Z_3 — активное сопротивление r, то уравнения равновесия, без учета остаточных параметров элементов, будут иметь вид:

$$L_X = C_2 r r_0 (w_2/w_3), \quad r_X = r (C_1/C_0)(w_1/w_2).$$

При высоких частотах переменного тока получили применение Т-образные мостовые цепи — двойные и одинарные. На рис. 15.16, *а*

и *б* приведены схемы двойного Т-образного моста соответственно в обычном начертании и в трансформированном виде (напоминающем две буквы Т). Если в этом мосте разомкнуть цепь BD с сопротивлением Z_3, то получится одинарный Т-образный мост. Отдельные элементы мостовой цепи могут содержать как реактивные (емкостные и индуктивные), так и активные сопротивления. Равновесие цепи двойного моста достигается при условии, если

$$Z_1+Z_5+(Z_1 Z_5/Z_4)+Z_2+Z_6+(Z_2 Z_6/Z_3)=0.$$

Измеряемое сопротивление обычно включается либо в плечо Z_3, либо Z_2.

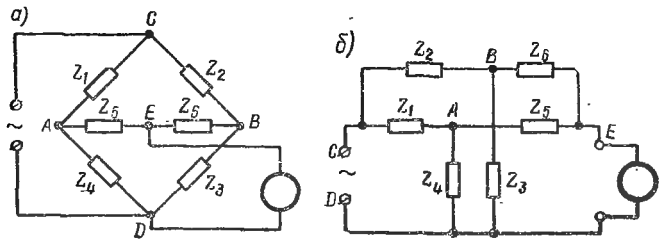


Рис. 15.16

Основным преимуществом рассмотренных цепей является то обстоятельство, что источник питания, указатель равновесия и сопротивления Z_3 и Z_4 (или одно из них) имеют общую точку D, которая может быть заземлена, что облегчает защиту моста экранированием от паразитных емкостей.

Т-образные мосты являются частотозависимыми, режим их работы соответствует резонансным цепям, а указатель равновесия должен быть настроен на фиксированную частоту.

Помимо погрешностей, рассмотренных для мостов постоянного тока, при измерении на мостах переменного тока возникают еще погрешности, обусловленные: а) паразитными проводимостями (в основном емкостными) между отдельными элементами цепи, между элементами цепи и землей и окружающими предметами вследствие наличия между ними напряжения; б) остаточными параметрами элементов моста [реактивностями активных резисторов и активными составляющими полных сопротивлений конденсаторов (сопротивление потерь)]; в) колебаниями частоты источника питания (для частотозависимых мостов). Первые два источника погрешностей проявляются тем сильнее, чем выше частота, на которой производят измерения. Для устранения или уменьшения этих погрешностей применяют электростатическое экранирование элементов моста, их рациональное взаимное расположение, а в уравнениях равновесия учитывают остаточные параметры элементов моста [46].

Типы мостов переменного тока для измерения емкости, индуктивности, добротности и тангенса угла диэлектрических потерь, их основные параметры и предъявляемые технические требования регламентированы ГОСТ 9486—69.

§ 15.7. Косвенные методы измерений полных сопротивлений и их составляющих

Как и при измерении сопротивления постоянному току, здесь применим **метод амперметра и вольтметра.** Необходимо лишь иметь в виду, что в данном случае определение погрешностей измерения z_X, обусловленных сопротивлением приборов, затруднительно, так как погрешности зависят не только от значения z_X, но и от его составляющих r_X и x_X, так же как и от составляющих полных сопротивлений измерительных приборов. В связи с этим применяют метод трех приборов — амперметра, вольтметра и ваттметра. Для больших сопротивлений ис-

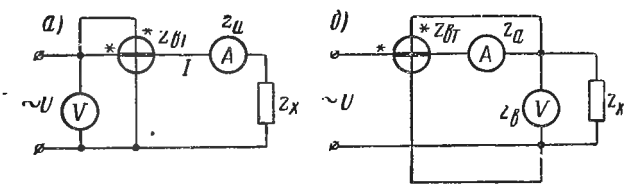


Рис. 15.17

пользуется схема, приведенная на рис. 15.17, *а*, а для малых — на рис. 15.17, *б*. В первом случае значение полного сопротивления, определенное по показаниям вольтметра и амперметра, $z'_X = U/I$ будет больше действительного z_X на величину геометрической суммы сопротивлений амперметра и последовательной обмотки ваттметра.

По показаниям приборов в схеме на рис. 15.17, *а* можно определить активное сопротивление $r'_X = P/I^2 = r_X + r_а + r_{вт}$, где $r_а$ и $r_{вт}$ — активное сопротивление соответственно амперметра и последовательной обмотки ваттметра, и реактивное сопротивление $x'_X = \sqrt{z'^2_X - r'^2_X}$. Зная активное и реактивное сопротивления приборов, можно найти активное, реактивное и полное сопротивление измеряемого элемента цепи:

$$r_X = r'_X - r_а - r_{вт}, \quad x_X = x'_X - x_а - x_{вт},$$

$$z_X = \sqrt{r_X^2 + x_X^2}\,.$$

Применительно к схеме, приведенной на рис. 15.17, *б*, по показаниям приборов вычисляют активную и реактивную проводимости и находят активную, реактивную и полную проводимости измеряемого элемента цепи.

Точность измерения рассмотренным методом невелика, причем особенно большие погрешности имеют место при определении составляющих полного сопротивления (или проводимости). Однако практически

к нему прибегают при определении параметров нелинейных элементов, когда требуется произвести измерение в рабочих условиях, при которых применение других методов невозможно.

Резонансный метод. Измерители добротности (куметры). Измерение емкости или индуктивности может быть осуществлено при известной частоте источника питания настройкой контура в резонанс. При резонансе напряжений для последовательно включенных емкости и индуктивности условие резонанса $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ дает возможность определить либо C, либо L. Недостатком метода является то, что резонанс напряжений обнаруживается по максимуму показания прибора, измеряющего ток или падение напряжения на реактивном сопротивлении, что снижает точность определения точки резонанса, в особенности если в цепи имеется значительное активное сопротивление. Поэтому резонансный метод дает хорошие результаты при больших добротностях объекта измерения, когда резонансная кривая имеет резко выраженный максимум.

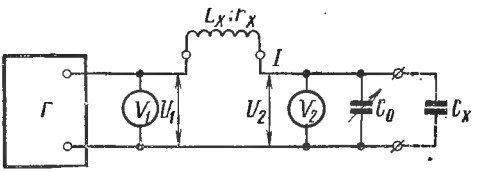


Рис. 15.18

На использовании явления резонанса напряжений строятся измерители добротности, называемые часто куметрами, принцип устройства которых иллюстрируется рис. 15.18. Ламповый (транзисторный) генератор Γ, градуированный по частоте, дает регулируемое напряжение, измеряемое электронным вольтметром V_1. Если объектом измерения является катушка индуктивности L_X, то она включается последовательно в резонансный контур. Градуированный конденсатор переменной емкости C_0 служит для настройки контура в резонанс. Для суждения о резонансе параллельно конденсатору включен электронный вольтметр V_2, показание которого максимально при резонансе и равно $U_2 = I/\omega C_0$, а ток $I = U_1/r_X$. Учитывая, что при резонансе $\omega L_X = 1/\omega C_0$, имеем $U_2 = U_1\omega L_X/r_X = U_1 Q_X$, где Q_X — добротность катушки индуктивности. Отсюда $Q_X = \omega L_X/r_X = U_2/U_1$, и, следовательно, вольтметр V_2 может быть градуирован непосредственно в значениях добротности при $U_1 = \text{const}$. Значение индуктивности может быть получено расчетным путем по формуле $L_X = 1/(4\pi^2 f^2 C_0)$ или отсчитано по значению емкости конденсатора C_0, градуированного в единицах индуктивности для определенной частоты f генератора.

При измерении емкости C_X вместо L_X включается известная индуктивность и контур настраивается в резонанс при наибольшем значении емкости C_{10} конденсатора C_0 путем регулирования частоты генератора. При этом по вольтметру V_2 отсчитывается добротность Q_1. Затем параллельно конденсатору включается измеряемый конденсатор емкостью C_X. Уменьшая C_0, добиваются резонанса (при неизменной частоте), отсчитывают C_{20} и Q_2. Тогда $C_X = C_{10} - C_{20}$; $Q_X = [Q_1 Q_2/(Q_1 - Q_2)] \times [(C_{10} - C_{20})/C_{10}]$. Тангенс угла потерь измеряемой емкости $\text{tg}\delta_X = 1/Q_X$.

Глава XVI

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ

§ 16.1. Аналитические выражения мощности как основа методов измерений мощности и энергии

Активная P и реактивная Q мощности однофазного тока определяются выражениями:

$$P = UI\cos\varphi, \quad Q = UI\sin\varphi,$$

где U и I — действующие значения напряжения и тока; φ — угол сдвига между этими величинами.

Когда сопротивление нагрузки $R_н$ чисто активное, то для мощности как постоянного, так и переменного токов справедливы выражения:

$$P = UI, \quad P = I^2 R_н, \quad P = U^2/R_н.$$

В активной нагрузке подводимая мощность обращается в тепло, и количество тепла q, выделяющегося в единицу времени, пропорционально мощности: $q = kP$.

Активную мощность трехфазной цепи можно выразить следующим образом:

для симметричной системы

$$P = 3U_ф I_ф \cos\varphi;$$

для трехпроводной асимметричной системы

$$P = U_{1,3} I_1 \cos\gamma + U_{2,3} I_2 \cos\delta$$

или

$$P = U_{2,1} I_2 \cos\rho + U_{3,1} I_3 \cos\lambda,$$

или

$$P = U_{1,2} I_1 \cos\alpha + U_{3,2} I_3 \cos\beta;$$

для четырехпроводной асимметричной системы

$$P = U_{1ф} I_{1ф} \cos\varphi_1 + U_{2ф} I_{2ф} \cos\varphi_2 + U_{3ф} I_{3ф} \cos\varphi_3.$$

В этих выражениях: I_1, I_2, I_3 и $U_{1,3}$, $U_{2,3}$, $U_{2,1}$, $U_{3,1}$, $U_{1,2}$, $U_{3,2}$ — действующие значения соответственно линейных токов и линейных напряжений: $I_ф$ и $U_ф$ — действующие значения фазных токов и напряжений (дополнительные индексы 1, 2, 3 означают принадлежность токов и напряжений к соответствующим фазам); φ — всюду углы сдвига между соответствующими фазными напряжениями и токами, а α, β, γ, ρ, λ, δ — углы сдвига между соответствующими линейными напряжениями и токами. Приведенные выражения справедливы как при соединении нагрузки звездой, так и треугольником.

Реактивная мощность для трехфазной цепи в общем случае:

$$Q = U_{1ф} I_{1ф} \sin \varphi_1 + U_{2ф} I_{2ф} \sin \varphi_2 + U_{3ф} I_{3ф} \sin \varphi_3,$$

а при полной симметрии системы

$$Q = 3U_ф I_ф \sin \varphi = \sqrt{3}\, U_л I_л \sin \varphi.$$

Из приведенных выражений следует, что мощность можно определить либо на основе косвенных измерений других величин I, U, φ, q, либо непосредственно по показаниям приборов: ваттметров (для активной мощности), градуированных в ваттах, и варметров (для реактивной мощности), градуированных в варах, осуществляющих необходимые вычислительные операции.

В вычислительной технике различают две основные группы множительных устройств:

1) устройства прямого перемножения двух величин x_1 и x_2, в которых результат $y = x_1 x_2$. Выходная величина y может быть электрической или механической (линейное или угловое перемещение). Примером таких устройств является использование электродинамических и ферродинамических ИМ для ваттметров постоянного и переменного токов и счетчиков постоянного тока, а также индукционных ИМ — для счетчиков переменного тока. Возможно также применение преобразователей Холла с выходной электрической величиной;

2) устройства косвенного перемножения, в которых перемножение величин x_1 и x_2 осуществляется посредством других математических операций, например при помощи тождества:

$$x_1 x_2 = 0{,}25\,[(x_1 + x_2)^2 - (x_1 - x_2)^2]. \qquad (16.1)$$

Здесь умножение заменяется сложением, вычитанием и возведением в квадрат. Для последней операции применяют нелинейные преобразователи, в которых выходная величина пропорциональна квадрату входной величины. Такие преобразователи, называемые квадраторами, могут быть реализованы в виде термоэлектрических и выпрямительных преобразователей, а также с помощью искусственно созданных нелинейных цепей, воспроизводящих квадратичную зависимость.

В области высоких и сверхвысоких частот широкое распространение получили ваттметры, основанные на применении равенства $q = kP$, поскольку в этих диапазонах частот нагрузка имеет практически активный характер (например, сопротивление излучения антенны) и реальную нагрузку легко заменить ее известным эквивалентом. Связь же между мощностью и количеством тепла устанавливается или калориметрическим методом (иногда фотометрическим) или по изменению сопротивления термистора, нагреваемого этой мощностью.

Поскольку энергия является интегралом по времени от мощности, то приборы для ее измерения, называемые счетчиками электрической энергии, должны обладать интегрирующими свойствами. К косвенным измерениям энергии через мощность и время прибегают в редких случаях, например при поверке счетчиков.

А. Измерение мощности и энергии в цепях постоянного и однофазного тока

§ 16.2. Электродинамические ваттметры

Для электродинамического ИМ в цепи постоянного тока уравнение преобразования имеет вид (см. § 5.4):

$$\alpha = \frac{1}{W} I_1 I_2 \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha}.$$

Если катушки ИМ включить в цепь, как показано на рис. 16.1 сплошными линиями, то, пользуясь обозначениями на рисунке, имеем: $I_2 = U/R_в$, $R_в = R + R_д$. Тогда

$$\alpha = \frac{1}{WR_в} UI_1 \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha} = kP \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha},$$

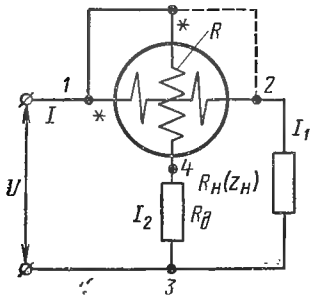


Рис. 16.1

где k = const; P — мощность.

Чтобы шкала прибора была равномерной, необходимо иметь $\partial M_{1,2}/\partial\alpha$ = const. Это достигается путем выбора размеров и формы катушек и их начального взаимного положения.

При включении ваттметра в цепь переменного тока, основываясь на уравнении преобразования (см. табл. 5.1), получим:

$$\alpha = \frac{1}{Wz_в} UI \cos(\varphi - \delta) \frac{\partial M_{1,2}}{\partial \alpha}, \qquad (16.2)$$

где $z_в$ — модуль полного сопротивления параллельной цепи ваттметра; δ — угол сдвига между I_2 и U, возникающий вследствие реактивности параллельной цепи и являющийся угловой погрешностью ваттметра. Для того, чтобы α было пропорционально мощности переменного тока, стремятся сделать угол δ возможно малым. Для некоторой области частот этого можно достигнуть, например, шунтированием части добавочного сопротивления конденсатором. Хотя электродинамические ваттметры применимы как на постоянном, так и на переменном токе, градуируются же и поверяются они, как правило, на постоянном токе.

Переносные ваттметры обычно имеют несколько пределов измерения по току и напряжению. Изменение пределов измерения по току производится путем последовательного или параллельного включения двух половин неподвижной катушки, а изменение пределов по напряжению достигается с помощью добавочных сопротивлений. Так как такие приборы имеют неименованные шкалы, то для определения измеренного значения мощности нужно умножить отсчитанное число делений на номинальную постоянную прибора $C_н$, которая находится для каждого предела по формуле:

$$C_н = U_н I_н / \alpha_к,$$

где $U_н$ и $I_н$ — номинальные значения напряжения и тока для данного предела измерения, $\alpha_н$ — полное число делений шкалы.

При измерениях в цепях с малым $\cos\varphi$ отклонение указателя обычного ваттметра будет малым [см. (16.2)]. В таких случаях применяют специальные ваттметры (малокосинусные), в которых резко увеличена чувствительность благодаря уменьшению W. Для этих приборов указывается номинальный $\cos\varphi$, а номинальная постоянная рассчитывается по формуле:

$$C_н = U_н I_н \cos\varphi_н / \alpha_н.$$

Из выражения (16.2) видно, что при изменении полярности тока или напряжения изменяется знак α. Для постоянного тока это очевидно, а для переменного тока переключение концов одной из цепей, последовательной или параллельной, приводит к повороту вектора соответствующего тока на 180°, что также вызывает изменение знака α. Для правильного включения ваттметра один из зажимов параллельной и последовательной цепей отмечается значком в виде звездочки. Эти зажимы включаются согласованно, как показано на рис. 16.1, со стороны источника питания и называются генераторными. Параллельную цепь можно включить и так, как изображено на рис. 16.1 пунктиром, от этого знак отклонения не изменится. Но следует иметь в виду, что в обоих случаях будут наблюдаться методические погрешности, такие же, как и в методе амперметра и вольтметра (см. § 16.7).

Влияющими величинами, вызывающими дополнительные погрешности, являются температура, частота переменного тока, внешнее магнитное поле. Температура влияет на $R_в$ и W; от частоты зависит $z_в$. При увеличенной погрешности ваттметры можно применять и в расширенном диапазоне частот, который обычно не превышает 3÷5 кГц. Изготовляются ваттметры и на более высокую частоту, но уже фиксированную.

Электродинамические ваттметры выпускаются классов от 0,1 до 2,5.

§. 16.3. Ферродинамические ваттметры

Пользуясь уравнением преобразования ферродинамического ИМ (см. табл. 5.1), для ваттметра в цепи переменного тока будем иметь:

$$\alpha = (kUI\cos\varphi)/W z_в = k'P,$$

допуская, что потери в магнитопроводе отсутствуют (магнитный поток и ток совпадают по фазе), реактивность параллельной цепи пренебрежимо мала и воздушный зазор в ИМ равномерный, благодаря чему множитель в уравнении преобразования:

$$\partial M_{1,2}/\partial\alpha = \text{const}.$$

Таким образом чувствительность ваттметра является постоянной величиной (для данной частоты), и шкала прибора оказывается равномерной.

Помимо погрешностей, присущих электродинамическим ваттметрам, ферродинамические ваттметры имеют специфические погрешности. Непропорциональность магнитного потока и тока в последовательной цепи, обусловленная нелинейностью кривой намагничивания материала магнитопровода, приводят к тому, что одно и то же показание может наблюдаться при разных значениях тока и напряжения и коэффициента мощности. На постоянном токе, вследствие магнитного гистерезиса, показания ваттметра при возрастающем и убывающем токе нудут различными. Становится заметным также отличие в показаниях прибора на постоянном и переменном токе.

Ферродинамические ваттметры находят применение в качестве переносных, стационарных и самопишущих приборов переменного тока.

§ 16.4. Ваттметры с квадраторами

В качестве примера реализации ваттметра с квадраторами, в основу которого положено равенство (16.1), на рис. 16.2 представлена принципиальная электрическая схема с использованием диодов. Параллельно источнику питания включен делитель напряжения из резисторов R_1 и R_2. Последовательно с нагрузкой соединены два резистора R_3, по которым протекает ток, практически равный току нагрузки i. Резисторы R_4, включенные последовательно с диодами $Д_1$ и $Д_2$, ограничивают ток через них так, чтобы рабочая точка устанавливалась на квадратичном участке характеристики диодов.

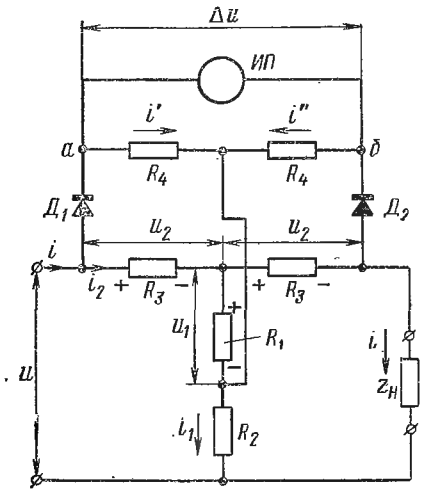


Рис. 16.2

Для мгновенного значения напряжения u_1 на R_1, которое пропорционально напряжению сети u, имеем:

$$u_1 = i_1 R_1 = k_1 u \quad \text{при} \quad i_1 \ll i.$$

Предполагается также, что шунтирующее действие R_4 и измерительного прибора *ИП* очень мало. Падение напряжения u_2 на R_3 равно

$$u_2 = i_2 R_3 = k_2 i.$$

Пусть в некоторый момент времени знаки падений напряжений на R_1 и R_3 такие, как показано на рис. 16.2. Тогда к диоду $Д_1$ приложена сумма $u_1 + u_2 = k_1 u + k_2 i$, а к диоду $Д_2$ — их разность $u_1 - u_2 = k_1 u - k_2 i$. Между точками *а* и *б* образуется разность $\Delta u = (i' - i'')R_4$, если i' и i'' — выпрямленные токи, пропорциональные квадратам приложенных напряжений, т. е. $i' = k_3(u_1 + u_2)^2$ и $i'' = k_3(u_1 - u_2)^2$. Тогда $\Delta u = 4kui = kp$, где $k = 4k_1k_2k_3R_4$; p —

мгновенное значение мощности. Поскольку магнитоэлектрический прибор *ИП* реагирует на среднее значение Δu, то после интегрирования и перехода к действующим значениям тока и напряжения получим, что угол отклонения подвижной части прибора будет пропорционален мощности. Такие ваттметры применяются и в области повышенных частот; они потребляют малую мощность, но основная погрешность у них относительно велика, что объясняется, главным образом, неидентичностью преобразователей $Д_1$ и $Д_2$ и отклонением их характеристик от чисто квадратичных.

§ 16.5. Ваттметры с преобразователями Холла

Основываясь на выражении (7.13) для преобразователя Холла, можно осуществить ваттметр, если одну из входных величин, например индукцию B, сделать пропорциональной напряжению, а другую — ток I — току через нагрузку. Тогда э. д. с. Холла будет пропорциональна мощности.

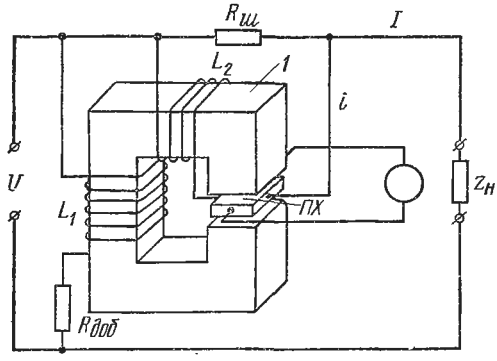


Рис. 16.3

Для осуществления ваттметра преобразователь Холла *ПХ* помещают в узкий зазор магнитопровода *1* (рис. 16.3), намагничиваемого обмоткой L_1, включенной параллельно источнику, тогда как ток i через преобразователь, обусловленный падением напряжения на шунте $R_ш$, пропорционален току нагрузки I. Индуктивность L_2 в последовательной цепи служит для коррекции частотных погрешностей, связанных с тем, что в параллельной цепи ток несколько отстает от напряжения U, подобно тому как это имеет место у электродинамических ваттметров.

Ваттметры с преобразователями Холла могут быть построены для измерений в цепях переменного тока звуковых и высоких частот.

§ 16.6. Компараторы мощности

Рассмотренные в предыдущих параграфах ваттметры при измерении на переменном токе, особенно в широком диапазоне частот, обеспечивают недостаточную точность (основная погрешность 0,2% и выше). Стремление повысить точность измерения мощности на переменном токе привело к созданию приборов сравнения, называемых компараторами мощности, подобных компараторам тока и напряжения (см. § 14.5). Компараторы мощности также осуществляются как одновременного, так и разновременного сравнения. Электромеханические

компараторы одновременного сравнения выполняются либо с двумя одинаковыми по принципу действия ИМ, либо с различными, например электродинамическим и магнитоэлектрическим (компаратор типа Ф-13). В этих компараторах ИМ сочленяются так, что их подвижные части укрепляются на одной общей оси, а вращающие моменты направлены встречно. Если электродинамический ИМ, питаемый переменным током (измеряемая мощность), сочленен с магнитоэлектрическим ИМ, включенным в цепь постоянного тока, то при равенстве вращающих моментов, что достигается изменением тока I в магнитоэлектрическом ИМ, имеем (см. § 5.4 и 16.2):

$$k'' P = \Psi_0 I.$$

Зная постоянную компаратора $C = \Psi_0/k''$, можно определить P, измеряя ток с большой точностью, например компенсатором постоянного тока.

Компараторы мощности могут быть осуществлены также с электротепловыми преобразователями, такими как термоэлектрические, с подогревными сопротивлениями, с фотосопротивлениями и некоторыми другими. Наиболее перспективные для измерений в широком диапазоне частот — термоэлектрические и электростатические компараторы. Ограничение частотного диапазона для всех компараторов обусловлено реактивностью шунтов и добавочных сопротивлений, используемых для расширения пределов измерения.

§ 16.7. Косвенные методы измерений мощности

Мощность постоянного или переменного тока (при активной нагрузке) может быть измерена методом амперметра и вольтметра (см. рис. 15.9). Обеим схемам включения присуща методическая погрешность. При включении по схеме на рис. 15.9, *а* мощность P, определенная как произведение измеренных значений U и I, окажется больше, чем мощность $P_н$, расходуемая в нагрузке, на величину мощности, потребляемой амперметром, т. е.

$$P_н = P - I^2 R_а,$$

где $R_а$ — сопротивление амперметра.

Относительная погрешность

$$\gamma_{01} = (P - P_н)/P_н = R_а/R_н.$$

Для схемы, приведенной на рис. 15.9, *б*, методическая погрешность, обусловленная мощностью, потребляемой вольтметром, определяется аналогично:

$$P_н = P - (U^2/R_в),$$

где $R_в$ — сопротивление вольтметра.

Относительная погрешность в данном случае

$$\gamma_{02} = \frac{U^2/R_в}{U^2/R_н} = \frac{R_н}{R_в}.$$

При поверке ваттметров высоких классов точности (от 0,5 и выше) используют компенсатор напряжения постоянного тока, которым при помощи делителя измеряют напряжение, приложенное к ваттметру, а силу тока определяют, измерив падение напряжения на измерительном резисторе, включенном в последовательную цепь ваттметра.

Для определения активной и реактивной мощностей, основываясь на выражениях, приведенных в § 16.1, может быть использован компенсатор напряжения переменного тока, измеряющий напряжение, ток и угол сдвига между ними.

Компенсаторы применяют и при измерениях в маломощных цепях, когда включение ваттметра может привести не только к большим погрешностям, но и к нарушению существовавшего режима работы цепи.

§ 16.8. Счетчики энергии переменного тока

Счетчики энергии переменного тока представляют собой интегрирующие приборы, построенные на основе индукционных ИМ. На рис. 16.4 схематично представлено устройство однофазного счетчика.

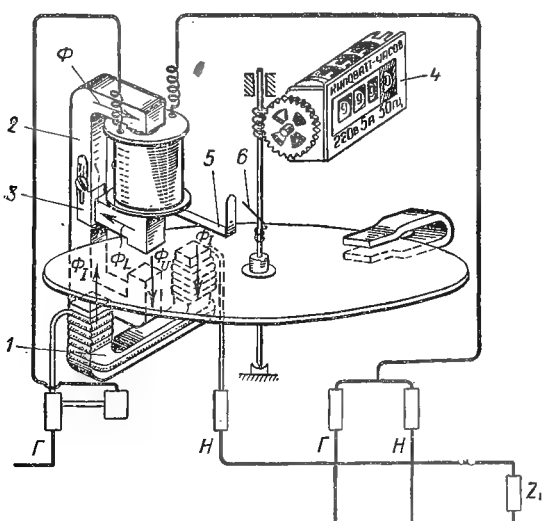


Рис. 16.4

Зажимы, помеченные буквами *Г* и *Н*, означают «генератор» и «нагрузка», аналогично звездочке у генераторных зажимов ваттметра, так как правила включения счетчика те же, что и для ваттметра.

Вращающий момент индукционного ИМ (см. § 5.4):

$$M = kf\Phi_1 \Phi_2 \sin\psi, \qquad (16.3)$$

где ψ — угол сдвига между потоками Φ_1 и Φ_2.

Если сделать так, чтобы один поток был пропорционален напряжению, а другой — току нагрузки и осуществить равенство $\sin\psi =$

$= \cos\varphi$, то момент M будет пропорционален мощности. Поток Φ_2, создаваемый электромагнитом I и питаемый током нагрузки I, можно считать пропорциональным этому току. Обозначив его через Φ_I, получим:

$$\Phi_I = \Phi_2 = k_2 I.$$

Параллельная обмотка электромагнита 2 состоит из большого числа витков w, и можно приближенно считать, что все приложенное к ней напряжение уравновешивается э. д. с. самоиндукции E, т. е.

$$U = E = \omega w \Phi,$$

где Φ — полный поток, создаваемый обмоткой параллельной цепи; ω — угловая частота.

Поток Φ разветвляется на поток Φ_L, проходящий через магнитный шунт, и поток Φ_U, пересекающий диск и называемый рабочим потоком, так как именно он участвует в создании вращающего момента

Для потока Φ_U, пропорционального потоку Φ, можно написать:

$$\Phi_U = \Phi_1 = k_3 \Phi = k_4 U/f,$$

где угловая частота заменена частотой f.

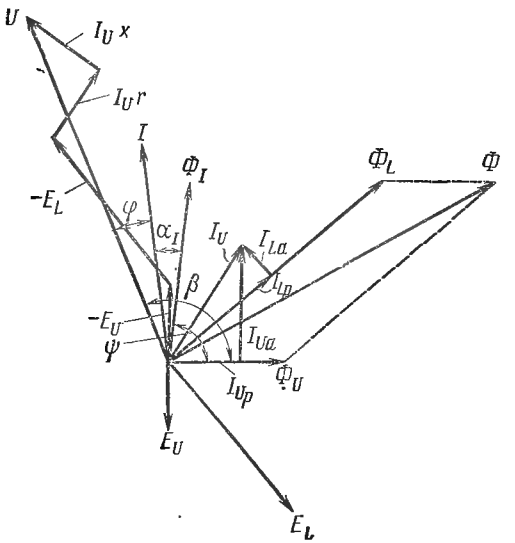


Рис. 16.5.

После подстановки значений Φ_1 и Φ_2 в выражение (16.3) получим:

$$M = KUI \sin\psi, \qquad (16.4)$$

где $K = kk_2k_4$.

Для того чтобы $\sin\psi = \cos\varphi$ необходимо выполнить условие $\psi = 90^\circ - \varphi$, т. е. угол ψ должен быть равен 90° при $\varphi = 0$. Поскольку поток Φ является геометрической суммой потоков Φ_L и Φ_U, то, соответственно, сдвигая эти потоки относительно друг друга и делая их различными по значению, можно и э. д. с., уравновешивающую приложенное напряжение, рассматривать как состоящую также из двух составляющих E_L и E_U, сдвинутых относительно соответствующих потоков на 90°. Благодаря этому вектор суммарной э. д. с., а вместе с этим и вектор напряжения U удается повернуть на необходимый угол ψ.

На рис. 16.5 изображена векторная диаграмма счетчика, на которой показаны также ток нагрузки I, отстающий от приложенного напряжения на угол φ, и вектор Φ_I, отстающий от тока I на угол α_I вследствие потерь в сердечнике и диске. Поток Φ_U сдвинут относитель-

но тока I_U на угол, бо́льший чем поток Φ_L, так как на его пути кроме магнитопровода находится диск счетчика, в котором существуют заметные потери. Поток же Φ_L замыкается через воздушный зазор, и активная составляющая тока I_{La} обусловлена лишь потерями в магнитопроводе (реактивные составляющие токов имеют индекс «р»). Чтобы вектор E_L оказался повернутым на требуемый угол, поток Φ_L должен быть в 2,5—3 раза больше потока Φ_U. Составляющие $I_U r$ и $I_U x$ являются активным и реактивным (от потока рассеяния) падениями напряжения в обмотке. Геометрическая сумма $-E_U$, $-E_L$, $I_U r$ и $I_U x$ уравновешивает приложенное напряжение U.

Если учесть небольшой угол сдвига α_I между I и Φ_I, то угол β между Φ_U и U должен быть несколько больше 90°. Действительно, из диаграммы видно, что угол между Φ_I и Φ_U равен $\psi = \beta - \alpha_I - \varphi$. Если $\beta - \alpha_I = 90°$, т. е. $\beta = 90° + \alpha_I$, то $\psi = 90° - \varphi$ и тогда:

$$M = KUI \cos \varphi.$$

Регулировку угла сдвига β осуществляют, например, с помощью металлической пластинки *3* (см. рис. 16.4), помещенной в воздушный зазор магнитного шунта, благодаря чему изменяется составляющая тока I_{La}.

Основываясь на соотношениях, приведенных в § 5.3, можно написать:

$$KP = P_M (d\alpha/dt),$$

откуда

$$KW = P_M 2\pi N \quad \text{и} \quad N = S_W W,$$

где, согласно общему определению, S_W — чувствительность счетчика к энергии W. По исторически сложившейся традиции эту величину называют передаточным числом счетного механизма *4* (см. на рис. 16.4), указываемым на щитке счетчика в виде оборотов, соответствующих единице энергии.

Величина, обратная передаточному числу, называется номинальной постоянной $C_н$. Из-за наличия погрешностей от трения и неучтенных тормозных моментов, возникающих от перерезания диском переменных во времени потоков Φ_U и Φ_I, действительная постоянная C, как правило, не равна номинальной. Она определяется путем измерения действительно израсходованной энергии W_0 за некоторое число оборотов диска N_0 при помощи ваттметра и секундомера. В этом случае:

$$W_0 = P_{вт} t = CN_0,$$

где $P_{вт}$ — мощность, измеренная ваттметром; t — время. Отсюда

$$C = P_{вт} t / N_0.$$

Относительная погрешность счетчика

$$\gamma_W = [(C_н - C)/C]\, 100\%.$$

Совокупность многих факторов (о некоторых из них говорилось ранее) приводит к тому, что погрешность счетчика изменяется в зависимости от нагрузки (от потребляемой мощности P); погрешность счетчика характеризуют кривой погрешностей, называемой также на-

грузочной кривой. Характерные нагрузочные кривые показаны на рис. 16.6 для двух значений cosφ.

Важным параметром счетчика является порог чувствительности, под которым понимается минимальная нагрузка, выражаемая обычно в процентах от номинальной, при которой подвижная часть начинает безостановочно вращаться. Наряду с этим счетчик не должен обладать самоходом, т. е. его подвижная часть не должна вращаться, если нет нагрузки, и только параллельная цепь находится под напряжением. Явление самохода может наблюдаться потому, что в счетчиках имеется устройство, создающее дополнительный (компенсирующий) момент, не зависящий от нагрузки, для компенсации момента трения. Для устранения самохода счетчик снабжен приспособлением, которое производит легкое притяжение подвижной части при прохождении ею определенного положения. На рис 16.4 такое приспособление состоит из ферромагнитной пластинки *5* (в зоне потока рассеяния параллельного электромагнита) и отогнутой ферромагнитной проволоки *6*, укрепленной на оси.

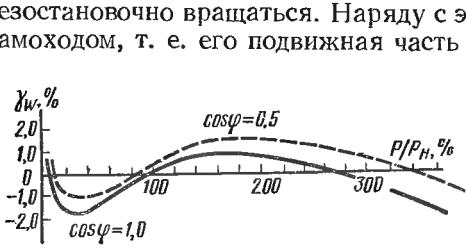


Рис. 16.6.

Основные свойства счетчиков нормируются ГОСТ 6570—60. Установлены классы точности: 1, 0; 2,0; 2,5 и 3,0. Порог чувствительности должен быть не более 0,5% для классов 1 и 2 и 1% — для классов 2,5 и 3,0.

§ 16.9. Счетчики энергии постоянного тока

На основании сказанного в § 16.2 и 16.3 можно заключить, что на электродинамическом принципе можно построить как электродинамические, так и ферродинамические счетчики энергии. Для этого нужно, чтобы подвижная часть вращалась подобно двигателю постоянного тока. Тогда вращающий момент счетчика будет пропорционален мощности, а тормозной момент — скорости вращения. Этот момент создается так же, как и в индукционном счетчике, при помощи диска и постоянного магнита.

В СССР применяются главным образом электродинамические счетчики. Схематически устройство вращающего элемента счетчика для электровозов показано на рис. 16.7. Обмотка ротора состоит из шести

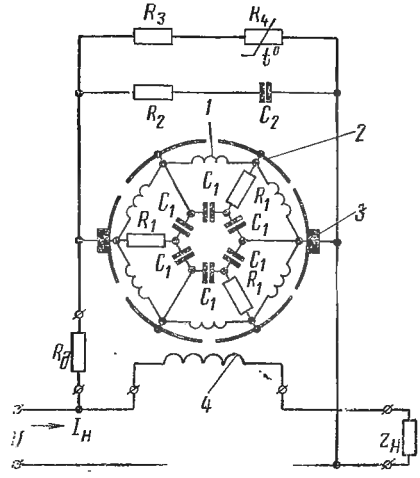


Рис. 16.7.

плоских катушек *1*, уложенных в диске из гетинакса, укрепленном на оси. Концы катушек выведены к пластинам коллектора *2*. Ротор подключается к напряжению сети через добавочное сопротивление $R_д$. Роль неподвижных катушек (статора) играют медные шины *4*, через которые проходит весь ток нагрузки $I_н$. Резисторы R_1 и конденсаторы C_1 введены в параллельную цепь для подавления искрения между щетками *3* и коллектором при коммутации. Цепь R_2 — C_2 предназначена для защиты коллектора от обгорания при отскакивании щеток. Характеризующие счетчик параметры те же, что и для счетчика переменного тока: передаточное число; номинальная постоянная; погрешность; класс точности; порог чувствительности.

Главная дополнительная погрешность обусловливается изменением температуры и зависит от ряда факторов, важнейшим из которых является изменение сопротивления алюминиевого (тормозного) диска и потока постоянного магнита. Для температурной коррекции ротор шунтирован цепью из резисторов R_3 — R_4, причем R_4 — полупроводниковое термозависимое сопротивление.

Б. Измерение активной мощности и энергии в трехфазных цепях

§ 16.10. Методы измерения. Трехфазные ваттметры и счетчики

Метод одного ваттметра основан на равенстве $P = UI\cos\varphi$. Ваттметр включается в соответствии с рис. 16.8, *а* и измеряет мощность одной фазы. Его показание, умноженное на три, дает мощность всей системы.

Когда нагрузка соединена треугольником или звездой с недоступной нейтралью, измерение одним ваттметром можно осуществить, создав с помощью двух резисторов *r*, сопротивление которых равно сопротивлению параллельной цепи ваттметра, искусственную нейтральную точку (рис. 16.8, *б*). Ваттметр покажет мощность:

$$P = U_{10} I_1 \cos(U_{10} I_1).$$

Пользуясь векторной диаграммой (рис. 16.8, *в*), можно показать, что и в этом случае $P = U_ф I_ф \cos\varphi$.

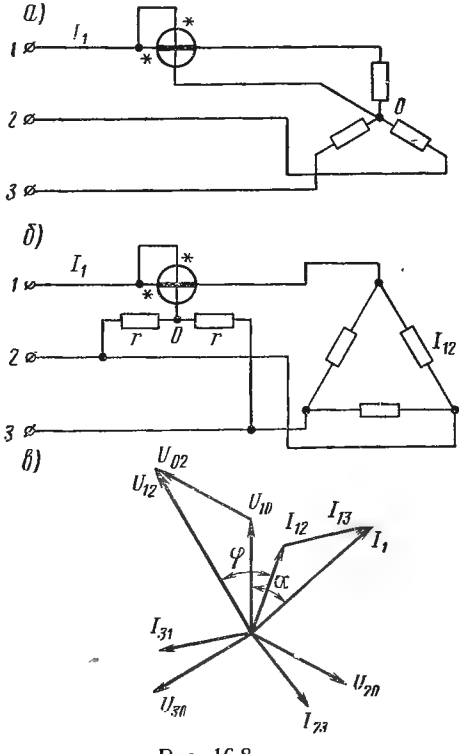


Рис. 16.8

В описанном способе можно применять только электродинамические или ферродинамические приборы, у которых сопротивление параллельной цепи практически активное, а поэтому легко подобрать нужное значение r.

Метод двух ваттметров основан на выражениях, приведенных в § 16.1, и для его осуществления необходимо два ваттметра включенных согласно одному из вариантов схем рис. 16.9 так, чтобы каждый из ваттметров измерял мощность, выражаемую одним из членов соответствующей формулы. Мощность всей системы определяется как алгебраическая сумма показаний обоих ваттметров. Включая ваттметры, необходимо соблюдать присоединение генераторных зажимов в соответствии с последовательностью индексов у напряжений; цифра, стоящая вначале, указывает линию, к которой должен быть присоединен генераторный зажим параллельной цепи.

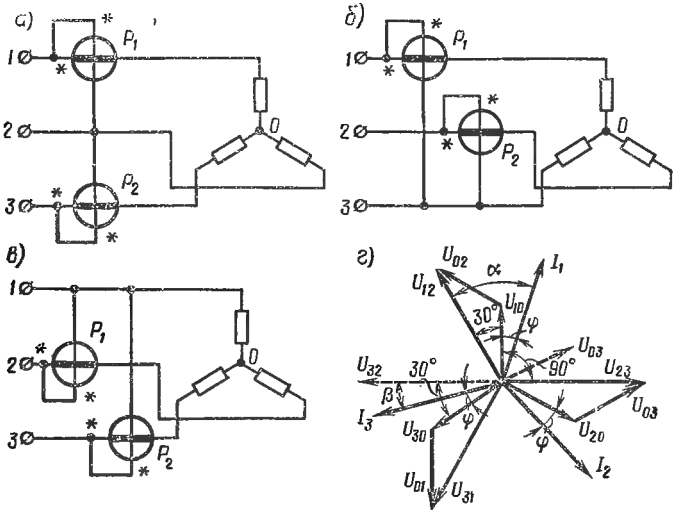


Рис. 16.9.

На рис. 16.9, *г* построена векторная диаграмма, для упрощения предположено, что нагрузка симметричная Из диаграммы видно что $\alpha = 30° + \varphi$, $\beta = 30° - \varphi$ и показания ваттметров P_1 и P_2 будут соответственно равны (для схемы рис. 16.9, *а*):

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= I_1 U_{1,2} \cos(30° + \varphi); \\ P_2 &= I_3 U_{3,2} \cos(30° - \varphi). \end{aligned}\right\} \qquad (16.5)$$

Если $\varphi = +60°$, то $P_1 = 0$, а при $\varphi = -60°$, $P_2 = 0$. При дальнейшем увеличении абсолютного значения φ показание одного из ваттметров становится отрицательным. Чтобы его отсчитать, нужно повернуть на 180° либо вектор тока в последовательной цепи, либо вектор напряжения в параллельной, т. е. изменить включение зажимов в одной из цепей ваттметра. Обычно это делается в парал-

лельной цепи. Полученное показание ваттметра считают отрицательным и алгебраически суммируют с показанием другого ваттметра.

Приведенные рассуждения справедливы и для любой асимметричной системы с тем отличием, что в этом случае численные значения углов α и β будут другими, чем указанные в равенствах (16.5).

Метод трех ваттметров осуществляется на основании трехчленного выражения (см. § 16.1). Схема включения приборов показана на рис. 16.10. Сумма показаний трех приборов дает мощность всей системы. Метод двух ваттметров в рассматриваемом случае не применим, так как в общем случае сумма фазных токов не равна нулю.

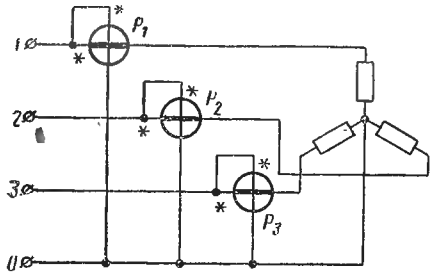


Рис. 16.10

Определение cos φ методом двух ваттметров в симметричной системе. Пользуясь выражениями (16.5), находим:

$$\lambda = P_1/P_2 = \cos(30° + \varphi)/\cos(30° - \varphi).$$

После тригонометрических преобразований получим

$$\cos\varphi = \frac{1}{2} \cdot \frac{1+\lambda}{\sqrt{1-\lambda(1-\lambda)}}.$$

Трехфазные ваттметры и счетчики представляют собой сочетание в одном приборе двух (двухэлементные) или трех (трехэлементные) однофазных ИМ. Включаются они по схемам двух или трех ваттметров (счетчиков) и осуществляют необходимые вычислительные операции в соответствии с вышеприведенными аналитическими выражениями мощности (энергии). Для ваттметров используются, как правило, ферродинамические ИМ, для счетчиков — индукционные.

В. Измерение реактивной мощности и энергии и коэффициента мощности

§ 16.11. Общие соображения об измерении реактивной мощности и энергии

В приборах для измерения Q обычно используются электродинамические или ферродинамические ИМ, а в счетчиках реактивной энергии — индукционные ИМ.

В практике необходимость измерения реактивной мощности (энергии) в однофазной цепи встречается редко, поэтому далее приведен лишь принципиальный путь решения данной задачи. Используя, например, электродинамический (ферродинамический) ИМ, для которого угол отклонения подвижной части равен $\alpha = KP = KUI\cos\varphi$, можно превратить cos φ в sin φ, если между напряжением, приложенным к параллельной цепи, и током в ней создать угол сдвига, равный 90° (в ватт-

метрах активной мощности он равен нулю). Требуемый сдвиг в 90° достигается специальной схемой параллельной цепи, но только при одном значении частоты. Включение полученного таким образом варметра производится по тем же правилам, что и ваттметра.

§ 16.12. Измерение реактивной мощности и энергии в трехфазных цепях

Для измерения реактивной мощности (энергии) в трехфазных системах применяются различные методы и приборы — в зависимости от того, симметричная система или несимметричная. В последнем случае нужно различать простую асимметрию (токов или напряжений) и сложную асимметрию (и токов и напряжений).

Имеется довольно много способов применения активных ваттметров для измерения реактивной мощности. Но для получения отклонения прибора, пропорционального реактивной мощности, включение параллельной цепи производится иначе, чем при включении активного ваттметра. Идея та же (описана в § 16.11): получить угол сдвига между током в последовательной цепи и напряжением в параллельной цепи, равный (90° — φ), без каких-либо изменений в самом приборе. Но для получения величины Q результат измерения приходится умножать на некоторый коэффициент.

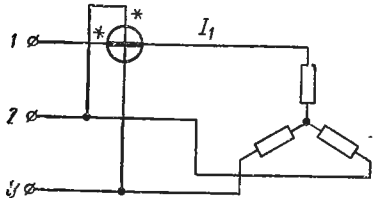


Рис. 16.11.

Измерение в трехфазных симметричных системах. В качестве примера рассмотрим метод одного ваттметра. Последовательная цепь прибора включается в одну из линий (любую), а параллельная —к двум другим (рис. 16.11). Воспользуемся векторной диаграммой, приведенной на рис. 16.9, *г*, из которой видно, что между током I_1 в последовательной цепи прибора и напряжением $U_{2,3}$ на зажимах параллельной цепи угол сдвига равен (90 — φ). Следовательно, показание ваттметра:

$$P_{вт} = I_1 U_{2,3} \cos(90 - \varphi) = I_1 U_{2,3} \sin \varphi.$$

Тогда для всей трехфазной системы имеем

$$Q = \sqrt{3} P_{вт} = \sqrt{3} I_л U_л \sin \varphi,$$

поскольку I_1 и $U_{2,3}$ — линейные ток и напряжение.

Измерение в трехфазных системах с простой асимметрией. Одним из методов является метод двух ваттметров с искусственной нейтралью, которая образуется с помощью резистора r и параллельных цепей ваттметров. Основан он на использовании активных ваттметров, электро- и ферродинамических, включаемых согласно рис. 16.12, *а*. Векторная диаграмма для случая несимметрии токов приведена на рис. 16.12, *б*. Показания обоих ваттметров будут равны:

$$P_1 = I_1 U_{0,3} \cos \alpha, \quad P_2 = I_3 U_{1,0} \cos \beta.$$

Величины $I_1 \cos\alpha$ и $I_3 \cos\beta$ можно рассматривать как сумму проекций составляющих фазных токов на векторы напряжений $U_{0,3}$ и $U_{1,0}$. Тогда

$$I_1 \cos\alpha = I_{1,2} \cos(90° - \varphi_1) + I_{1,3} \cos(30° - \varphi_3);$$

$$I_3 \cos\beta = I_{3,1} \cos(150° - \varphi_3) + I_{3,2} \cos(90° - \varphi_2).$$

Подставляя эти выражения в формулы для P_1 и P_2, получим:

$$P_{вт} = P_1 + P_2 = U_ф (I_{1,2} \sin\varphi_1 + I_{2,3} \sin\varphi_2 + I_{3,1} \sin\varphi_3) / \sqrt{3};$$

$$Q = \sqrt{3}\, P_{вт},$$

где $P_{вт}$ — алгебраическая сумма показаний обоих ваттметров. Этот метод не применяется для реактивных счетчиков, так как для образования искусственной нейтрали нужно было бы иметь

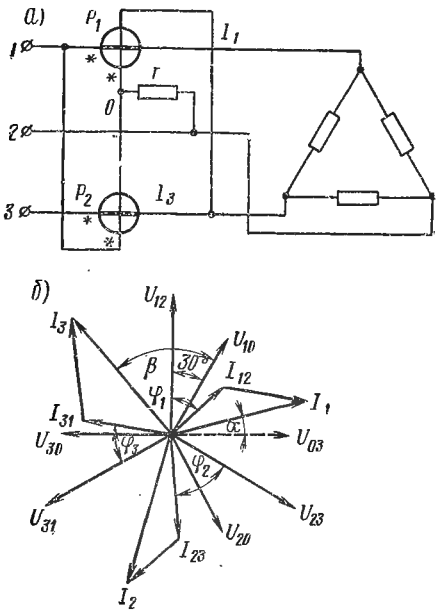


Рис. 16.12

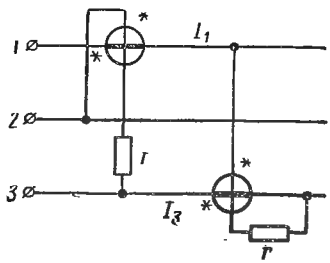


Рис. 16.13

катушки индуктивности с тем же соотношением r/x, как и в параллельной цепи индукционного счетчика, а это весьма затруднительно.

Другой разновидностью является метод двух ИМ с 60-градусным сдвигом, используемый главным образом для измерения реактивной энергии индукционными двухэлементными счетчиками. Схема включения показана на рис. 16.13. В каждом ИМ между рабочим потоком электромагнита параллельной цепи и приложенным к ней напряжением создается сдвиг в 60° в отличие от ИМ активных счетчиков, в которых этот угол равен 90°. Требуемый сдвиг в 60° можно получить, например, включая в параллельную цепь соответствующее активное сопротивление r. Можно показать, что при простой асимметрии системы сумма показаний двух приборов (показание двухэлементного прибора) $Q = \sqrt{3} U_ф (I_{ф1} \sin\varphi_1 + I_{ф2} \sin\varphi_2 + I_{ф3} \sin\varphi_3)$, т. е. реактивной мощности всей системы.

В четырехпроводных цепях и преимущественно для измерения реактивной энергии применяют метод трех приборов, включаемых по

тому же правилу, что и в методе одного прибора. В данном случае:

$$Q=(P_1+P_2+P_3)/\sqrt{3},$$

где P_1, P_2, P_3 — показание отдельных приборов.

Практически в трехэлементных индукционных счетчиках путем некоторых конструктивных изменений можно достичь того, что прибор будет учитывать реактивную энергию без какого-либо коэффициента. Для измерения в системах со сложной асимметрией требуются специальные приборы.

§ 16.13. Измерение коэффициента мощности

В несимметричной трехфазной системе коэффициент мощности k_φ определяется из следующих выражений:

по показаниям ваттметра и варметра

$$k_\varphi=P/\sqrt{P^2+Q^2}=1/\sqrt{1+(Q/P)^2};$$

усредненное значение за время измерения при помощи счетчиков активной и реактивной энергии

$$k_\varphi'=W_a/\sqrt{W_a^2+W_r^2}=1/\sqrt{1+(W_r/W_a)^2},$$

где W_a и W_r — соответственно активная и реактивная энергия.

Г. Применение измерительных трансформаторов с ваттметрами и счетчиками

§ 16.14. Схемы включения и погрешности, вносимые трансформаторами

Применяя трансформаторы с ваттметрами и счетчиками, необходимо следить за правильным включением первичной и вторичной обмоток трансформаторов, так как в противном случае изменяются фазы тока или напряжения на 180°, что существенно важно для фазочувствительных приборов.

На рис. 16.14 приведена схема включения ваттметра (счетчика) в однофазную цепь, а на рис. 16.15 — включение двух ваттметров (двухэлементного счетчика) в трехфазную трехпроводную цепь с трансформаторами тока и напряжения. В однофазных цепях всегда заземляются генераторные зажимы приборов, а в трехфазных — генераторные зажимы последовательных цепей и общая точка (негенераторные зажимы) параллельных цепей. Для трехфазной цепи принцип включения такой же, как и для однофазной, поскольку нижняя часть схемы представляет как бы отражение верхней части в плоскости, проходящей через среднюю фазу.

Предохранители на зажимах первичных обмоток трансформатора напряжения защищают сеть от повреждений в трансформаторе, а предохранители на вторичных обмотках защищают трансформатор от коротких замыканий в цепях приборов. Они должны находиться на не-

заземленных концах обмоток, чтобы не могло отключиться заземление Предохранители во вторичных цепях трансформаторов тока не ставятся, поскольку нормальный режим трансформатора тока близок к режиму короткого замыкания и разрыв вторичной цепи является аварией для трансформатора.

Как показано в § 6.5, измерительные трансформаторы обладают погрешностями по току или напряжению и угловыми погрешностями и тем самым вносят погрешности при измерении мощности (энергии). Например, при включении ваттметра (счетчика) только через трансформатор тока получим в выражении вращающегося момента не $\cos\varphi$, а $\cos(\varphi - \delta_I)$, если δ_I —угловая погрешность трансформатора.

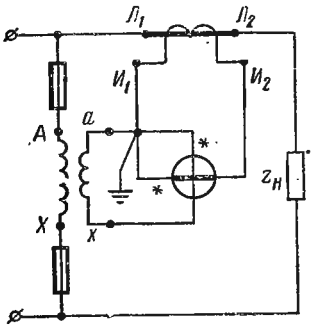


Рис. 16.14.

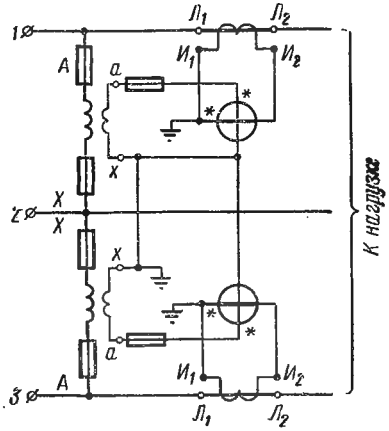


Рис. 16.15.

Относительная погрешность, вносимая угловой погрешностью трансформатора,

$$\gamma_\delta = \frac{\cos(\varphi - \delta_I) - \cos\varphi}{\cos\varphi} 100\% \approx \delta_I \operatorname{tg}\varphi \frac{100}{3438} = 0{,}0291\, \delta_I \operatorname{tg}\varphi, \ \%.$$

Здесь δ_I выражено в минутах, а при преобразованиях, в силу малости δ_I, положено $\sin\delta_I = \delta_I$. Например, при $\delta_I = 45'$ и $\varphi = 85°$ значение $\gamma_\delta = 15\%$. Как видно из формулы, γ_δ растет при увеличении угла φ. Если трансформатор тока имеет номинальный коэффициент трансформации, равный $K_{I\text{н}}$, а действительное его значение равно K_I, то вносится вторая погрешность:

$$\gamma_{KI} = \frac{K_{I\text{н}} - K_I}{K_I} 100\% = \left(\frac{K_{I\text{н}}}{K} - 1\right) 100\%.$$

Аналогично рассчитываются погрешности, вносимые трансформатором напряжения.

Глава XVII

РЕГИСТРИРУЮЩИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

§ 17.1. Общие соображения

Во многих случаях требуется автоматически регистрировать изменение какой-либо величины в функции времени или другой величины. Эту задачу выполняют регистрирующие приборы.

Приборы, предназначенные, в основном, для записи непериодических медленноизменяющихся процессов, принято называть самопишущими. Наибольшая частота переменной составляющей непериодического процесса, которую такие приборы могут записать без заметных погрешностей, обычно не превышает десятых долей герца. Отдельные же типы приборов допускают регистрацию изменения величин и в более широком диапазоне частот.

Приборы, предназначенные для записи периодических (колебательных) и импульсных процессов, называют осциллографами. Они позволяют регистрировать и визуально наблюдать процессы с частотами от единиц герц до сотен мегагерц, а также и непериодические процессы.

По признаку внутреннего структурного устройства регистрирующие приборы можно разделить на приборы прямого преобразования, уравновешивающего преобразования и смешанного. В настоящей главе рассматриваются лишь регистрирующие приборы прямого преобразования — самопишущие приборы и осциллографы. Самоуравновешивающиеся же мосты и компенсаторы были рассмотрены в § 15.3 и 14.5.

А. Самопишущие приборы

17.2. Виды приборов

В самопишущих приборах подвижная часть измерительного механизма (ИМ), в соответствии со значением измеряемой величины, перемещает регистрирующий орган. Это перемещение записывается на носителе, перемещаемом в свою очередь специальным устройством (см. § 4.10). Если носитель перемещается с постоянной скоростью, то получается запись изменений измеряемой величины во времени. Если же носитель перемещается в соответствии со значением другой какой-либо величины, то получается запись функциональной зависимости одной величины от другой. Такие приборы называют двухкоординатными. По конструкции применяемого носителя приборы можно разделить на приборы с носителем в виде прямоугольных или дисковых форматок и приборы с ленточным носителем.

Номенклатура самопишущих приборов прямого преобразования по признаку измеряемой величины достаточно широка — это амперметры и вольтметры постоянного и переменного тока, ваттметры, варметры, герцметры, фазометры, выпускаемые как в виде переносных,

так и стационарных (щитовых) приборов с обычными свойствами, а также с особыми свойствами: приборы номинальных значений, с ускоренной записью при аварийном режиме, многоканальные, регулирующие приборы и др. Класс точности большинства самопишущих приборов постоянного и переменного тока составляет 1,5, а у некоторых 2,5 и 4,0 (табл. 17.1).

Обычно в самопишущих приборах применяют унифицированные ИМ: для постоянного тока — магнитоэлектрические, для переменного тока — ферродинамические.

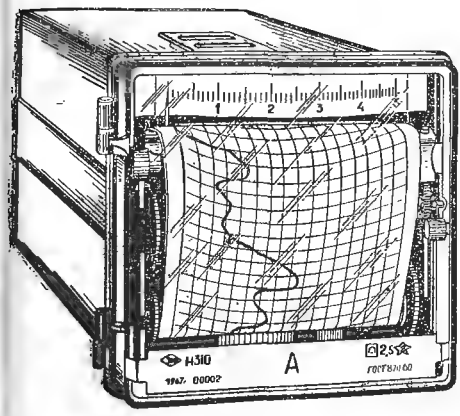


Рис. 17.1

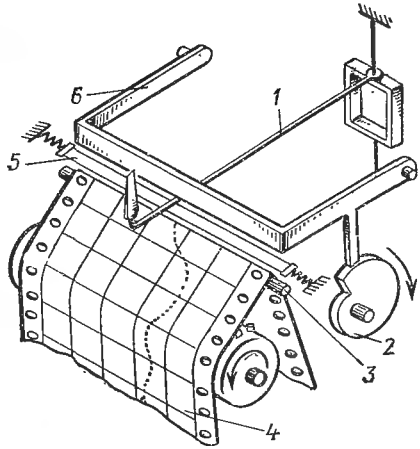


Рис. 17.2

По способам записи различают приборы с непрерывной записью и с точечной записью. Последние позволяют регистрировать несколько величин путем периодического поочередного подключения их к одному и тому же ИМ, в то время как при непрерывной записи для этой цели приходится применять многоканальный прибор с несколькими ИМ, каждый из которых осуществляет запись на отдельном участке (по ширине) диаграммной ленты.

В приборах с непрерывной записью (рис. 17.1) чаще всего применяют чернильный способ регистрации (см. § 4.10).

В приборах с точечной записью обычно используют печатный способ регистрации. Схематическое устройство такого прибора показано на рис. 17.2. Стрелка *1* измерительного механизма, свободно перемещаясь над бумагой *4*, перегнутой через опорный валик *3*, занимает положение, соответствующее значению измеряемой величины. Периодически (например, через каждые 20 с) дуга *6*, поднимаемая кулачком *2*, падает на стрелку, прижимает ее вместе с красящей лентой *5* и бумагой к опорному валику, в результате чего на бумаге в месте пересечения стрелки с валиком появляется точка.

При точечной записи стрелка перемещается без трения о бумагу. Поэтому в этих приборах можно применять ИМ с малым вращающим моментом и использовать их для измерений в маломощных цепях.

Таблица 17.1

Тип и наименование прибора	Вид измерительного механизма	Класс точности	Пределы измерений при непосредственном включении	Ширина рабочей части диаграммной бумаги, мм	Скорость движения диаграммной бумаги	Привод	Габаритные размеры и масса	Примечания
Н340; амперметры и вольтметры постоянного тока	Магнитоэлектрический (МЭ)	1,5	От 1 мА до 30 А; от 75 мВ до 1000 В	100	20, 60, 180, 600, 1800, 5400 мм/ч	Синхронный двигатель (СД)	160×160×245 мм; 3,5 кг	Щитовой запись чернилами в криволинейных координатах
Н354, ваттметры для трехфазных сетей	Ферродинамический двухэлементный	1,5	5 А; 127, 220 или 380 В	100	20, 60, 180, 600, 1800, 5400 мм/ч	СД	163×180×333 мм; 6,5 кг	Переносные, запись в криволинейных координатах
Н359; двухкоординатные	МЭ	1,5	По оси X—25 мА, по оси Y—50 мА	150×150	—	МЭ измерительный механизм	300×250×210 мм	Прямоугольно-координатный, при включении через компенсационный усилитель Ф359 минимальные пределы по напряжению 0,15 мВ, по току 1,5 мкА
Н320-3; быстродействующие; многоканальные	МЭ	2,5	От 2 до 32 мА при f_0=5 Гц; от 32 до 512 мА при f_0=20 Гц	80 для одного канала	0,02; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10; 50 мм/с	СД	510×345×175 мм; 20 кг	Трехканальный
Н320-9; быстродействующие; многоканальные	МЭ	4,0	От 1,25 до 20 мА при f_0=5 Гц, от 20 до 320 мА при f_0=20 Гц	50 для одного канала	0,02; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10 50 мм/с	СД	735×345×180 мм; 45 кг	Девятиканальный

Подвижная часть ИМ обычно совершает вращательное движение, в результате которого, при укреплении пера непосредственно на конце стрелки, запись получается в криволинейных координатах. В ряде случаев такая запись оказывается неудобной для последующего использования, и тогда применяют различные способы выпрямления записи. Например, в приборе, показанном на рис. 17.2, спрямление записи обусловлено наличием прямолинейного опорного валика *3*, к которому прижимается стрелка при отпечатывании точек.

Б. Осциллографы

§ 17.3. Общие соображения

Основные виды осциллографов: электромеханические с первичным преобразователем в виде электромеханического ИМ и электронные, имеющие электроннокинетический преобразователь. В первых регистрация осуществляется с помощью светового луча — наиболее употребительный вид осциллографов, называемых также светолучевыми, а также струей чернил — чернильный осциллограф. В электронных осциллографах регистрация производится электронным лучом. Имеются также осциллографы, в которых выходная величина преобразователя изменяет физическое состояние вещества носителя. К таким осциллографам относятся, например, магнитные, в которых преобразователем служит электромагнит, а регистрация осуществляется электромагнитным способом на ферромагнитной ленте (см. § 4.10).

а. Электромеханические светолучевые осциллографы

§ 17.4. Принцип устройства

На рис. 17.3 изображена принципиальная схема устройства электромеханического светолучевого осциллографа. Основные его элементы: измерительный механизм — вибратор (гальванометр специальной конструкции), на подвижной части которого укреплено зеркало *1*; оптическое устройство (*2*, *3*, *7*); лентопротяжный механизм, перемещающий светочувствительную пленку *6* (на рисунке не показан); устройство для визуального наблюдения исследуемых кривых (*4*, *5*); отметчик времени (на рисунке не показан). Оптическое устройство создает, направляет и фокусирует световой луч.

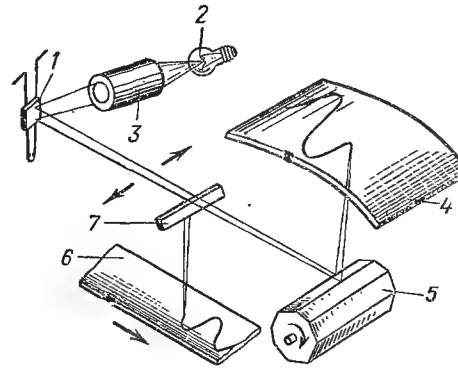


Рис. 17.3.

Луч падает на зеркало вибратора и, отразившись от него, проходит детали оптической системы и попадает на светочувствительную пленку. В соответствии со значением измеряемой величины зеркало вибратора поворачивается, что вызывает перемещение отраженного луча поперек пленки. Лентопротяжный механизм протягивает пленку с определенной скоростью, и на пленке регистрируется отклонение луча, развернутое во времени,—осциллограмма (кривая *И* на рис.17.4).

Для визуального наблюдения записываемой кривой служит сферический матовый экран *4*, см. на рис.17.3, и вращающийся многогранный зеркальный барабан *5*, на который попадает часть светового луча. При вращении барабана луч света, отражаясь от зеркальных граней, периодически пробегает по экрану, обеспечивая тем самым развертку исследуемой кривой во времени. Регулируя скорость вращения барабана, можно добиться неподвижного изображения исследуемой кривой. Для этого необходимо, чтобы период развертки, т. е. время поворота барабана, в течение которого одна грань проведет луч по экрану, а другая займет исходное положение предыдущей и направит луч на левый край экрана, было равно периоду наблюдаемой кривой или было бы больше его в целое число раз. Если это условие не соблюдается, то изображение кривой будет перемещаться по экрану в ту или иную сторону — в зависимости от скорости вращения барабана.

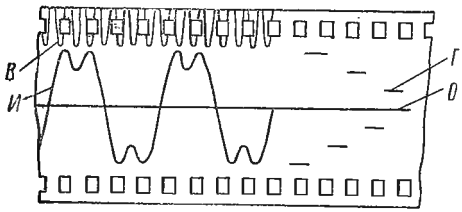


Рис. 17.4

§ 17.5. Вибраторы

Наибольшее распространение получили магнитоэлектрические вибраторы (петлевые и рамочные) — для записи кривых тока и напряжения — и ферродинамические — для записи кривых мгновенных значений мощности.

На рис. 17.5 схематически показано устройство петлевого магнитоэлектрического вибратора. Подвижная часть выполнена в виде петли *2* из тонкой металлической ленты (бериллиевая бронза, кадмиевая бронза, сплав серебра и меди), охватывающей ролик *5* и опирающейся на две призмы *1* из изоляционного материала. Концы ленты подсоединяются к зажимам, служащим для подвода тока. К середине петли приклеено маленькое зеркало *4*. Петля натянута пружиной *6* и помещена в очень узком (доли миллиметра) зазоре между полюсными наконечниками *3* постоянного магнита *7*. В этом зазоре создается сильное магнитное поле (индукция порядка 1,0 *Т*), необходимое для получения достаточной чувствительности вибратора. Детали вибратора заключены в пластмассовый корпус (на рисунке не показан), в стенку которого вставлена линза; через линзу проходят падающий и отраженный лучи света.

Рамочные вибраторы имеют подвижную часть в виде узкой длинной рамки с большим числом витков. Они обладают более высокой чувствительностью, чем петлевые вибраторы, и более низкой частотой собственных колебаний (или более высокой, если рамка из магнитопровода).

Для осциллографов со многими вибраторами применяется, помимо индивидуальных магнитов, также единая магнитная система (магнитный блок), состоящая только из одного магнита и специальных полюсных наконечников для каждого из вибраторов, называемых иногда вставками. Однако наличие общего магнита ограничивает возможности замены и перестановки вставок, ибо при точных измерениях это требует повторной градуировки всех вставок.

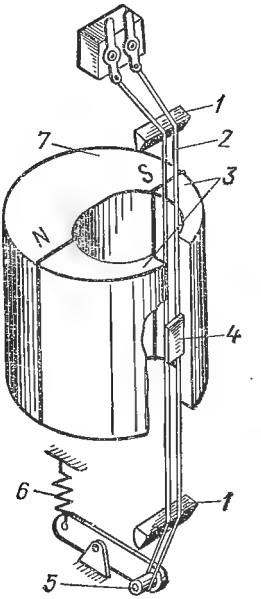


Рис. 17.5.

В ферродинамическом вибраторе мощности вместо постоянного магнита применен электромагнит с сердечником из листового ферромагнитного материала с высокой проницаемостью. На сердечник намотана обмотка, которая включается в цепь последовательно как последовательная обмотка ваттметра Петля же выполняет роль параллельной обмотки.

Вибратор является колебательным преобразователем и к нему применимы теоретические положения, изложенные в § 3.12.

Успокоение в вибраторах создают, применяя жидкостные и магнитоиндукционные успокоители.

Эксплуатационные свойства вибратора оцениваются следующими основными характеристиками:

а) статическая чувствительность к току

$$S_I = a/I,$$

где a — отклонение светового пятна на светочувствительной пленке (бумаге) или на экране осциллографа при длине луча 1 м; I — ток, вызывающий это отклонение;

б) частота f_0 собственных колебаний в воздухе;

в) рабочая полоса частот, под которой понимается диапазон частот (начиная от $f = 0$), в пределах которого амплитудная динамическая погрешность $\gamma_{\omega\,max}$ (см. § 17.8) не превышает заданного значения, например $\gamma_{\omega\,max} = \pm 5\%$;

г) максимально допустимая амплитуда тока в вибраторе;

д) сопротивление вибратора.

Следует иметь в виду, что S_I и f_0 являются взаимно связанными, и произведение $S_I f_0^2$ для данной конструкции вибратора оказывается постоянной величиной, поэтому вибраторы с высокой частотой собственных колебаний имеют относительно меньшую чувствительность, и обратно.

В табл. 17.2 приведены характеристики некоторых типов вибраторов, выпускаемых нашей промышленностью, которые обладают для данного типа минимальной и максимальной частотой собственных колебаний.

Таблица 17.2

Тип вибратора	Собственная частота в воздухе, Гц	Рабочая полоса частот, Гц	Чувствительность, мм/А·м	Внутреннее сопротивление, Ом	Максимально-допустимая амплитуда тока, мА
Петлевой:		$\gamma_{\omega max}=\pm 10\%$			
Н135-0,6	1000	0÷600	$52\cdot 10^3$	9	2
Н135-6	12000	0÷6000	$0,16\cdot 10^3$	2	250
Рамочный (вставка):		$\gamma_{\omega max}=\pm 5\%$			
М1012-20	20	0÷12	$60\cdot 10^6$	120	0,007
М1012-1800	1800	0÷750	$1,4\cdot 10^3$	2	50
Рамочный (вставка):		$\gamma_{\omega max}=\pm 10\%$			
М1015-2500	2500	0÷1500	$24\cdot 10^3$	300	14
М1015-15000	15000	0÷9000	$0,9\cdot 10^3$	300	30

§ 17.6. Отметчики времени

Для нанесения в процессе записи на носитель (фотопленку или фотобумагу) масштаба времени (по оси абсцисс) применяют устройство, называемое отметчиком времени, или используется один из вибраторов. С помощью отметчика времени записывается либо кривая известной частоты (вершины кривой *В* на рис. 17.4), либо координатная сетка в виде линий, расстояние между которыми соответствует определенному времени.

В осциллографах типов Н102 и МПО-2 (см. § 17.7) применяется электромеханический отметчик времени, создающий колебания светового луча с частотой 500 Гц [47]. Для записи координатной сетки времени в виде линий, например в осциллографе типа Н105, применяется оптико-механический отметчик времени линующего типа, который периодически пропускает на носитель полосу света от осветителя. При фиксированной частоте отметчика времени записанные его колебания в зависимости от скорости перемещения носителя могут быть слишком сжаты или растянуты, что понижает точность определения масштаба времени. В этих случаях целесообразно применять в качестве отметчика времени обычный вибратор, питая его от электронного генератора, частота которого известна и значение ее может быть установлено в соответствии с требуемой скоростью записи.

§ 17.7. Устройство промышленных типов осциллографов

По признаку общего конструктивного выполнения электромеханические светолучевые осциллографы можно разделить на переносные и стационарные, а по признаку конструктивного выполнения вибра-

торов — с автономными вибраторами, имеющими собственные магниты, и с вибраторами-вставками.

Кроме основных частей, указанных в § 17.4, осциллограф обычно имеет еще ряд дополнительных приспособлений, облегчающих работу и расширяющих его возможности (устройство дистанционного управления; механизмы включения или выключения исследуемой цепи; устройство, автоматически обеспечивающее проведение записи на заданную длину пленки и др.).

Хорошо зарекомендовал себя светолучевой осциллограф типа Н102 с автономными вибраторами (предшествующая модификация этого осциллографа выпускалась под маркой МПО-2), предназначенный для визуального наблюдения и для записи на черно-белую и цветную пленку до восьми кривых тока, напряжения, мощности или величин, функционально с ними связанных (табл. 17.3).

Таблица 17.3

Тип осциллографа	Н102	Н105
Число каналов	8	12
Вибраторы	Автономные	Вибраторы-вставки
Длина отраженного луча до носителя, мм	250	300
Вид носителя	Обычная и цветная фотопленка	Фотопленка, фотобумага, фотобумага типа «УФ»
Ширина носителя, мм	35	35, 60, 100, 120
Емкость кассеты, м	10	25
Скорость движения носителя, мм/с	1—2—4—10—25—50—100—250—500—1000—2000—5000	0,5—1—2,5—5—10—20—50—100—250—500—1000—2000—5000—10000
Предельная скорость записи, м/с	Не менее 100 на пленке с чувствительностью 90 ед.	1000 на бумаге с чувствительностью 300 ед.
Отметчик времени с расстоянием между отметками, с	Электромеханический 0,002	Оптико-механический линующего типа 2—0,2—0,02—0,002
Напряжение источников питания; потребляемая мощность	220/127 В (50 Гц) или 24 В постоянного тока (со сменой двигателя); 100 Вт	220 В (50Гц); 200 Вт с лампой накаливания; 450 Вт с ртутной лампой
Габаритные размеры, мм	550×438×215	500×280×308
Масса, кг	33	35
Примечание	—	При работе с ртутной лампой применяется блок питания П131; размеры блока 200×260×385 мм; масса блока—16 кг

Схема оптической системы этого осциллографа, а также его структурная кинематическая схема приведены на рис. 17.6. В осциллографе можно установить восемь вибраторов *1*, поэтому оптическая система

(лампа *8*; конденсор *7*; диафрагма *6*; зеркала *3*, *5*, *14*, *15*, *18*, *19*; линзы *2*; *12*; *13*; *17*) содержит диафрагму, разделяющую пучок света на восемь лучей (на рисунке показан один), направляемых зеркалами *19* на соответствующие вибраторы. При записи на цветную фотопленку на пути лучей устанавливают светофильтры *4*, в результате чего записанные кривые получаются различного цвета.

Вращающий момент к ведущему барабану *16* лентопротяжного механизма передается от двигателя *Д* через редуктор *Р* (коробку скоростей) и электромагнитную муфту *ЭММ*. Поэтому барабан начинает

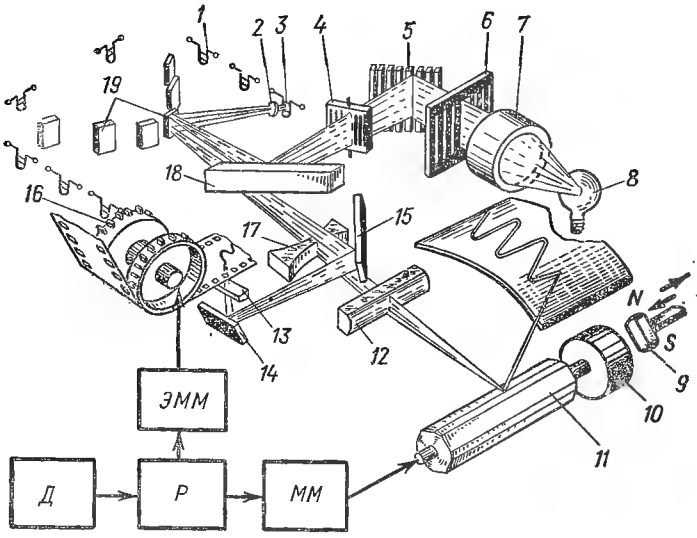


Рис. 17.6

вращаться и перемещать пленку лишь при включении электромагнитной муфты, т. е. тогда, когда должна быть осуществлена запись. Зеркальный барабан *11* соединен с редуктором через магнитную муфту *ММ*, а регулировка скорости его вращения осуществляется магнитоиндукционным тормозом (см. § 5.3), состоящим из металлического стакана *10* и вдвигаемого в него постоянного магнита *9*.

Нашей промышленностью выпускается также двенадцатиканальный осциллограф типа Н105 с вибраторами-вставками. Запись этим осциллографом может осуществляться как на обычной фотобумаге, так и на фотобумаге, не требующей мокрого проявления (см. § 4.10).

Примером стационарного осциллографа является осциллограф типа К105, представляющий собой комплект приборов в составе собственно осциллографа типа Н105, блока питания и двух шестиканальных магазинов шунтов и добавочных резисторов, смонтированных на общем столе.

§ 17.8. Выбор вибраторов и их градуировка

При выборе вибратора определяют, какую частоту собственных колебаний он должен иметь, исходя из условия получения динамических погрешностей записи, не превышающих определенных значений.

Амплитудная динамическая погрешность γ_ω и фазовая погрешность φ записи рассчитывается по формулам (см. § 3.12):

$$\gamma_\omega = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2+(2\beta\eta)^2}} - 1, \quad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{2\beta\eta}{1-\eta^2}, \tag{17.1}$$

где β — степень успокоения подвижной части измерительного механизма; $\eta = f/f_0$ — отношение частоты f исследуемого процесса к частоте f_0 собственных колебаний подвижной части вибратора.

На рис. 3.10 приведены графики $\gamma_\omega = f(\eta)$ для различных β, которыми удобно пользоваться при определении частоты f_0, если задана допустимая погрешность γ_ω и частота f. Однако чаще всего кривые исследуемых процессов бывают искажены, т. е. отличаются от синусоиды. В этом случае для оценки погрешности записи всей кривой следует рассмотреть погрешности записи высших гармоник. Формулы (17.1) для расчета погрешностей записи каждой гармоники остаются справедливыми при условии, если вместо величины η подставить $i\eta$, где i — номер гармоники.

Амплитудная погрешность записи гармоник увеличивается с ростом их номера, а относительное значение амплитуд гармоник обычно уменьшается, и погрешности записи гармоник с амплитудами, меньшими 10% амплитуды первой гармоники, практически не вносят погрешности в запись всей кривой. Поэтому для ориентировочного выбора вибратора руководствуются правилом: *наибольшая частота рабочей полосы частот вибратора должна быть равна (или выше) частоте той высшей гармоники записываемой кривой, амплитуда которой не превышает* 10% *от первой гармоники.*

Зависимость фазовой погрешности от частоты при β, близкой к 0,7, практически оказывается линейной, т. е. φ будет увеличиваться прямо пропорционально номеру гармоники. Вместе с тем пропорционально номеру гармоники уменьшается масштаб ее записи во времени. Поэтому все гармоники будут записаны сдвинутыми на одно и то же значение, что исключает фазовые погрешности при записи искаженной кривой.

Далее проверяют выбранный вибратор по чувствительности. При этом нужно учитывать допустимые значения амплитуды тока в вибраторе (см. табл. 17.2). Если чувствительность вибратора недостаточна, следует воспользоваться предварительным усилителем. При избыточной чувствительности вибратора применяют шунты для записи кривых тока и добавочные резисторы для записи кривых напряжения.

Амплитудная погрешность записи с ростом частоты, как это следует из рис. 3.10, увеличивается и оказывается отрицательной, что свидетельствует об уменьшении отклонений вибратора. Это не имело бы места, если бы при возрастании частоты увеличивался ток в вибраторе. Последнего можно достигнуть, присоединяя к вибратору частотозави-

симую корректирующую цепь (см. § 3.13), которая, при неизменном напряжении на ее входе, с ростом частоты увеличивает ток на выходе, т. е. в вибраторе.

Перед измерением вибратор градуируют. С этой целью его подключают через миллиамперметр и реостат к источнику питания постоянного тока и, устанавливая определенные значения тока (при одном и другом его направлении), производят запись соответствующих отклонений луча. Эти отклонения (токовая характеристика вибратора), записанные на осциллограмме, представляют собой шкалу (горизонтальные линии *Г* на рис. 17.4), по которой определяют значения записанных величин. Нулевая линия (*0* на рис. 17.4) записывается лучом от неподвижного нулевого зеркала или от одного из невключенных вибраторов. При градуировке вибратора, предназначенного для измерения напряжения, параллельно ему подключают вольтметр. Если вибратор предполагается применить с шунтом, с добавочным резистором или с корректирующей цепью, то градуировку осуществляют при подключении этих элементов к вибратору

б. Электроннолучевые осциллографы

§ 17.9. Принцип действия электроннолучевой трубки

Роль вибратора и регистрирующего устройства в электроннолучевом осциллографе выполняет электроннолучевая трубка. Наиболее часто применяемая в осциллографах электроннолучевая трубка с нагретым катодом и электростатическим управлением лучом (рис. 17.7) представляет собой запаянную стеклянную колбу *2*, внутри которой в вакууме расположена система электродов, создающая и формирующая электронный луч *3* и управляющая его перемещением. Выполненное в виде части сферы дно *1* колбы (экран) покрыто люминофором, обладающим свойством излучать видимое свечение при бомбардировке его электронами и сохранять это свечение некоторое время (от 0,05 до 30 с в зависимости от состава люминофора) после прекращения бомбардировки.

Поток электронов испускается подогретым катодом *9*, нагреваемым нитью накала *10*. Под действием положительного напряжения, приложенного к фокусирующему аноду *7* (напряжение 300÷500 В) и ускоряющему аноду *6* (напряжение несколько тысяч вольт), испускаемые катодом электроны ускоряют свое движение и устремляются через отверстия в электродах к экрану. Электростатическое поле, возникающее между анодом *7* и другими электродами собирает (фокусирует) электроны в узкий пучок-луч. Регулируя напряжение на фокусирующем аноде, можно получить на экране светящуюся точку диаметром 0,5÷1 мм. Катод трубки окружен цилиндрическим электродом *8*, на который подается отрицательное по отношению к катоду напряжение, затрудняющее прохождение электронов к анодам. Таким образом, этот электрод, называемый модулятором, аналогичен сетке электронной лампы. Изменяя напряжение на модуляторе (примерно, от нуля до —100 В) и пропуская тем самым большее или меньшее чис-

ло электронов к анодам, можно регулировать интенсивность электронного луча, а следовательно, и яркость свечения экрана.

На пути электронного луча установлены две взаимно перпендикулярные пары металлических пластин *5* и *4*, используемые для управления лучом. Если между пластинами *5* приложить напряжение, то луч, отталкиваясь от отрицательно заряженной пластины и притягиваясь к положительно заряженной пластине, будет отклоняться в вертикальном направлении, поэтому пластины *5* называют вертикально-отклоняющими. Аналогично, пластины *4*, называемые горизонтально-отклоняющими, используются для отклонения луча в горизонтальном направлении.

Для управления лучом можно применить и магнитное поле.

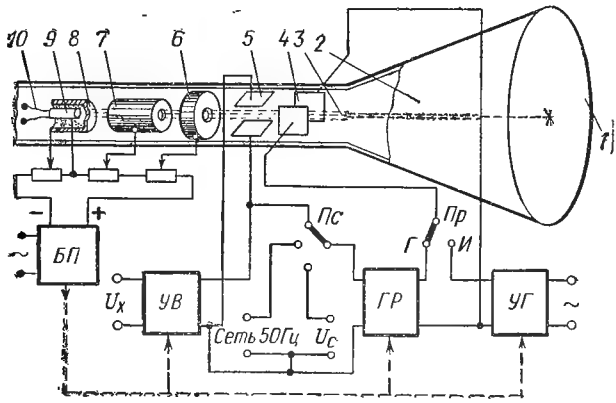


Рис. 17.7.

При измерениях в высоковольтных цепях применяется электронно-лучевая трубка с холодным катодом, поток электронов из которого возникает под действием сил электрического поля. Между анодом и катодом в таких трубках должно быть приложено достаточно высокое напряжение (30÷70 кВ) [14].

§ 17.10. Развертки

Если на вертикально-отклоняющие пластины подать переменное синусоидальное напряжение, то оно вызовет колебание электронного луча в вертикальном направлении, и на экране трубки появится вертикальная полоса, длина которой будет пропорциональна удвоенной амплитуде приложенного к пластинам напряжения.

Чтобы увидеть на экране кривую исследуемого напряжения, необходимо луч перемещать с постоянной скоростью еще и в горизонтальном направлении. Для этого на горизонтально-отклоняющие пластины подается линейно возрастающее напряжение, получаемое от специального генератора [8]. Форма этого напряжения приведена на

рис. 17.8. Под действием напряжения развертки за время $T_{пр}$ луч перемещается от левого края экрана до правого, воспроизводя на нем кривую исследуемого напряжения (рис. 17.9). За время $T_{обр}$ луч быстро возвращается обратно, и процесс записи повторяется. Чтобы луч при обратном ходе не оставлял следа на экране и не портил изо-

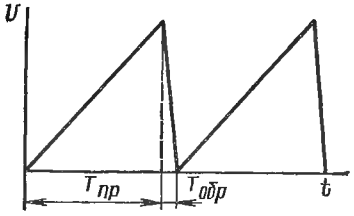


Рис. 17.8

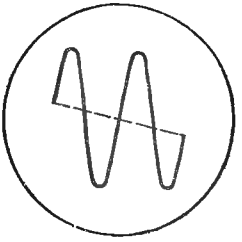


Рис. 17.9

бражения исследуемой кривой, на модулятор в течение времени $T_{обр}$ подается большое отрицательное напряжение, которое гасит (запирает) электронный луч.

Для удобства визуального наблюдения необходимо, чтобы изображение кривой на экране оставалось неподвижным. Последнее будет иметь место в том случае, когда период ($T_{пр} + T_{обр}$) равен целому числу периодов исследуемой кривой. Для обеспечения этого генератор развертки снабжают регулятором частоты и устройством автоматической синхронизации.

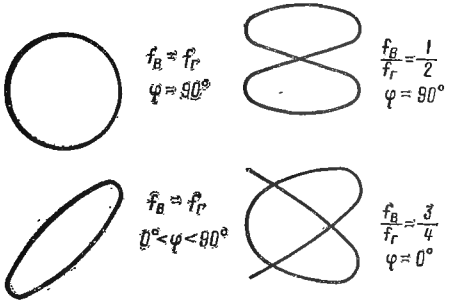


Рис. 17.10

Кроме линейной развертки применяют синусоидальную, круговую и др. Для синусоидальной развертки к горизонтально-отклоняющим пластинам подключают синусоидальное напряжение. При этом изображение исследуемой синусоидальной кривой на экране получается искаженным, например в виде круга или более сложных фигур, называемых фигурами Лиссажу (рис. 17.10). Вид фигур зависит от соотношения частот $f_в$ и $f_г$ исследуемого и развертывающего напряжений и от угла сдвига φ между ними. Так, фигура в виде круга получается, если синусоидальные исследуемое и развертывающее напряжения имеют одну и ту же частоту и вызывают одинаковое отклонение луча, но сдвинуты по фазе на $\varphi = 90°$. Последним обстоятельством пользуются для получения круговой развертки, подавая развертывающее синусоидальное напряжение на одни отклоняющие пластины непосредственно, а на другие — через фазовращающее устройство сдвинутым на 90°. Круговая развертка применяется, в частности, для измерения фазы (см. § 18.5).

§ 17.11. Структурная схема осциллографа

На рис. 17.7 приведена упрощенная структурная схема осциллографа, на которой *УВ* и *УГ* — усилители напряжений, подводимых соответственно к вертикально- и горизонтально-отклоняющим пластинам, *ГР* — генератор развертки, *БП* — блок питания. При помощи переключателя *Пр* осуществляется подача напряжения развертки либо от *ГР* (положение *Г*), либо через *УГ* (положение *И*) от постороннего источника. Переключателем *Пс* подключается к генератору развертки синхронизирующее напряжение, в качестве которого может быть использовано усиленное исследуемое напряжение U_x, напряжение сети 50 Гц или напряжение U_c постороннего источника.

§ 17.12. Свойства и применения осциллографов

Основное применение электроннолучевые осциллографы находят при наблюдении и регистрации быстроизменяющихся процессов, хотя этим далеко не ограничиваются их возможности. Так, осциллограф может быть использован в качестве вольтметра или нулевого указателя, показывающего наличие или отсутствие напряжения. Для измерения малых напряжений их предварительно усиливают, так как чувствительность электронных трубок, характеризуемая отклонением светящегося пятна на экране при подаче на отклоняющие пластины напряжения в 1В, невелика и составляет 0,1÷0,5 мм/В. Большие напряжения, наоборот, уменьшают с помощью делителей напряжения.

Используя осциллограф в качестве вольтметра, его предварительно калибруют, т. е. изменяют его чувствительность так, чтобы известное напряжение, получаемое либо от внешнего источника, либо от обычно имеющегося в осциллографе стабилизатора переменного тока, питаемого от сети, вызывало определенное отклонение луча на экране.

Осциллограф может быть применен для измерения частоты исследуемого напряжения и разности фаз (см. гл. XVIII).

Наличие в осциллографе двух пар отклоняющих пластин позволяет производить запись и наблюдение зависимости одной величины от другой, как это имеет место в двухкоординатном самопишущем приборе.

Обычный электроннолучевой осциллограф можно применить и для наблюдения кривых двух напряжений, если эти напряжения подавать на тракт вертикального отклонения поочередно при помощи электромеханического или электронного коммутатора. При этом на экране будут видны кривые обоих напряжений, прочерченные пунктиром.

Одновременное наблюдение нескольких кривых возможно также в многолучевых осциллографах, в которых применяется электроннолучевая трубка, содержащая несколько систем электродов, создающих лучи и управляющих ими.

Очень ценным свойством электроннолучевой трубки является ее безынерционность, поскольку электронный луч практически следует за изменением напряжения на отклоняющих пластинах, вплоть до частот в несколько сот мегагерц. Если же напряжения на отклоняющие пластины подавать через электронные усилители, то будут возникать амплитудные и фазовые погрешности записи, определяемые свойствами усилителей [8]. Однако и в этом случае электроннолучевые осциллографы различных типов имеют рабочий диапазон частот от единиц герц до сотен и тысяч килогерц (табл. 17.4). Достоинством

Таблица 17.4

Тип осциллографа	Усилитель вертикального отклонения			Генератор развертки	
	максимальная чувствительность, мм/В	неравномерность частотной характеристики	входное сопротивление, МОм	диапазон частот	нелинейность развертки, %
С1-1 (ЭО-7)	2500	±1 дБ (от 2 Гц до 250 кГц); —6 дБ при 500 кГц	2	2 Гц÷500 кГц	5
С1-5	40÷125	3 дБ (от 10 Гц до 10 МГц)	0,5	20 Гц÷200 кГц	—

электроннолучевого осциллографа, по сравнению с электромеханическим, является также его большое входное сопротивление, составляющее 0,5÷2 МОм. То обстоятельство, что результат записи на экране трубки через некоторое время исчезает, позволяет осуществлять многократную запись на один и тот же экран. Для получения результатов записи, подлежащих длительному хранению, применяют вторичную регистрацию, фотографируя при помощи фото- или кинокамеры изображение на экране трубки.

§ 17.13. Особенности устройстаа импульсного осциллографа

Для наблюдения и регистрации непериодических кривых применяют импульсные осциллографы, отличающиеся от обычных наличием не непрерывной, а ждущей горизонтальной развертки, наличием цепи задержки исследуемого напряжения, подводимого к отклоняющим пластинам, и длительным послесвечением трубки (15÷30 с).

Генератор горизонтальной развертки в таких осциллографах запускается самим исследуемым напряжением. А так как он начинает работать не мгновенно, то для того, чтобы осуществить запись исследуемого процесса с самого начала, исследуемое напряжение должно быть подано на вертикальные пластины трубки несколько позже его возникновения, т. е. когда запущенная им ждущая развертка уже начнет осуществляться. Это запаздывание (доли микросекунды) обеспечивается цепью задержки (состоящей из катушек индуктивности и конденсаторов), включаемой на пути прохождения исследуемого напряжения к отклоняющим пластинам; цепь задержки вместе с тем вносит амплитудные и фазовые искажения в исследуемый импульс напряжения.

Длительность ждущей развертки обычно регулируется ступенями — от одной до нескольких тысяч микросекунд. Требуемая длительность развертки устанавливается оператором в зависимости от ожидаемой длительности импульса исследуемого напряжения так, чтобы изображение импульса занимало большую часть экрана.

Для определения масштаба времени в импульсных осциллографах применяют отметчик времени. Простейший отметчик времени — генератор синусоидальных колебаний известной частоты, выходное напряжение которого подается на модулятор электроннолучевой трубки и вызывает периодическое увеличение интенсивности луча, а следовательно, — появление яркостных меток на записанной кривой процесса. Расстояние между двумя соседними метками равно периоду напряжения генератора меток времени.

Генератор меток времени в импульсном осциллографе, как и генератор горизонтальной развертки, запускаются исследуемым импульсом, в результате чего начало отсчета времени остается постоянным.

§ 17.14. Электроннолучевой осциллограф с фотозаписью и механической разверткой во времени

Регистрация исследуемой величины путем фотографирования экрана трубки электроннолучевого осциллографа осуществляется дискретно, отдельными кадрами. Поэтому изменения исследуемой величины в промежутках между сфотографированными кадрами оказываются незафиксированными.

На рис. 17.11 приведена схема устройства осциллографа, лишенного этого недостатка. Здесь, как и в обычном электроннолучевом осциллографе, исследуемое напряжение непосредственно или через усилитель подается на вертикально-отклоняющие пластины трубки *1*, однако горизонтальная развертка отсутствует. Вследствие этого под действием исследуемого напряжения светящаяся точка перемещается по экрану лишь в вертикальном направлении. При помощи оптического устройства *2* отклонение светящейся точки проектируется на фотопленку *3*. Развертка во времени осуществляется протягиванием фотоленты с определенной скоростью подобно тому, как это имеет место в светолучевых осциллографах.

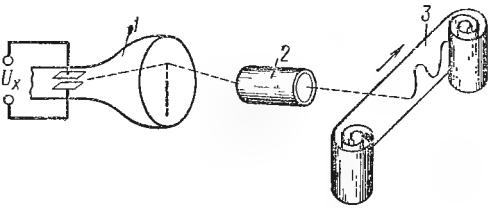


Рис. 17.11

Диапазон записываемых частот определяется возможной скоростью протягивания фотоленты. Так, при скорости 10 м/с, полагая, что один период записываемой кривой будет занимать длину не менее 1 мм, возможна запись до частоты 10 кГц.

Глава XVIII

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ, РАЗНОСТИ ФАЗ И АНАЛИЗ КРИВЫХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. Измерение частоты

§ 18.1. Общие соображения

Частота, как параметр периодических э. д. с., напряжений, токов и других физических величин, функционально с ними связанных, с измерительной точки зрения имеет свою специфику. Частота f имеет размерность, обратную времени, $f = 1/T$, где T — период рассматриваемого процесса. Благодаря этому эталоны и образцовые меры, воспроизводящие единицу частоты, являются также и эталонами и образцовыми мерами времени, и имеется возможность определять эти величины одну через другую.

Современная наука и техника при решении многих проблем, особенно связанных с навигацией и управлением (например, полеты космических кораблей), требуют очень высокой точности измерения частоты (времени). Использование молекулярных и атомных процессов позволило создать высокоточные эталоны частоты (времени).

В 1967 г. XIII Генеральная конференция по мерам и весам (международная организация) приняла следующее определение единицы времени — секунды: промежуток времени, в течение которого совершается 9 192 631 770 колебаний, соответствующих энергетическому переходу между сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133.

В СССР Государственным эталоном, воспроизводящим единицы времени и частоты, является комплекс средств измерений, основными элементами которого является группа непрерывно работающих кварцевых часов (генераторов), квантово-механические реперы частоты*, делители и умножители частоты и устройства для сличения эталонных частот. В состав эталона в качестве репера частоты входят генераторы на атомарном водороде, воспроизводимость частоты которых лежит в пределах $\pm(1—5)10^{-12}$ и которые стабилизируют частоту кварцевых генераторов. Значение частоты водородных генераторов устанавливается на основе сличений с частотой энергетического перехода атомов цезия и результатов международных сличений эталонов частоты. Это значение равно 1 420 405 751, 84$\pm$0,017 Гц.

Умножители частоты, связанные с кварцевыми генераторами, необходимы для стабилизации частоты этих генераторов через посредство водородных генераторов, поскольку частота кварцевых генераторов обычно порядка 10^6 Гц и резко отличается от частоты водородного генератора. Делители частоты используются для получения от кварцевых генераторов фиксированных образцовых частот и питания синхронных часов. Государственный эталон воспроизводит герц и секунду с погрешностью $\pm 1 \cdot 10^{-11}$.

---

* Репером называется опорное дискретное значение величины, воспроизводимое некоторым устройством с наиболее высокой точностью

Метрологические организации СССР располагают также комплексом аппаратуры для выдачи образцовых частот и сигналов точного времени передающим радиостанциям с погрешностью $\pm 5 \cdot 10^{-11}$. Передача образцовых частот позволяет потребителям производить сличение с ними частот собственных кварцевых генераторов. В зависимости от качества образцовых кварцевых генераторов это дает возможность иметь малые погрешности, порядка $10^{-9} \div 10^{-7}$, и долговременную стабильность частоты. Такие генераторы используются для поверки герцметров* и других устройств, требующих знания частоты с высокой точностью, а также для аттестации кварцевых генераторов меньшей точности (относительная погрешность порядка $10^{-7} \div 10^{-5}$). Последние используются, в частности, в герцметрах относительно высокой точности (например, цифровых).

Приведенные метрологические данные, касающиеся мер частоты, показывают, что эта величина может измеряться, при соблюдении определенных условий, с весьма высокой точностью, недостижимой пока для электромагнитных величин. Это обстоятельство, а также то, что частота является очень удобной величиной для измерения с получением результата в дискретной (в частности, цифровой) форме, послужили причиной широкого развития частотных измерительных преобразователей как для электрических, так и неэлектрических величин.

Однако в ряде случаев ограничиваются умеренной точностью измерения, характеризуемой погрешностью порядка одного процента или даже больше. Таким образом, погрешности измерения частоты, в зависимости от требований практики, колеблются в широком диапазоне, как и числовые значения частоты, начиная от тысячных долей герца до тысяч мегагерц. Естественно, что при этих условиях приходится применять методы и приборы, основанные на самых различных принципах.

Для наиболее точных измерений используют либо метод прямого сравнения с известной частотой, либо косвенный метод, основанный, например, на подсчете за известный промежуток времени числа периодов неизвестной частоты (применяется в цифровых герцметрах, см. § 26.5). Возможно сравнение частоты и с параметрами частотозависимой цепи (например, мостовой, см. § 15.6). Используются также методы непосредственной оценки, реализуемые в приборах с электромеханическими ИМ. В этом случае используют либо резонансные свойства электромеханической системы, либо частотозависимые цепи в сочетании с электромеханическими ИМ, в которых выходные величины — ток, напряжение — зависят от частоты. Для исключения зависимости выходной величины от амплитуды входной величины применяют ограничители амплитуды, и тогда может быть применен любой электромеханический ИМ или логометр, две параллельные цепи которого имеют различную функциональную зависимость от частоты. Приборы,

* В практике широко применяется термин «частотомер» для приборов, измеряющих частоту.

основанные на методах непосредственной оценки, обладают значительно большей погрешностью — в пределах 0,2÷2%.

В данной главе рассматриваются только аналоговые герцметры (о цифровых герцметрах см. § 26.5).

§ 18.2. Приборы непосредственной оценки

Резонансные электромагнитные герцметры. В резонансных герцметрах используются механические резонансные свойства консольно закрепленных стальных язычков *1* (рис. 18.1, *а*), расположенных в магнитном поле электромагнита *2*, обмотка *3* которого включается в сеть переменного тока измеряемой частоты параллельно. Переменное магнитное поле электромагнита одинаково воздействует на все язычки, но вызывает колебания с наибольшей амплитудой того язычка, резонансная частота которого равна частоте изменения силы притяжения электромагнита, равной двойной частоте тока, питающего электромагнит.

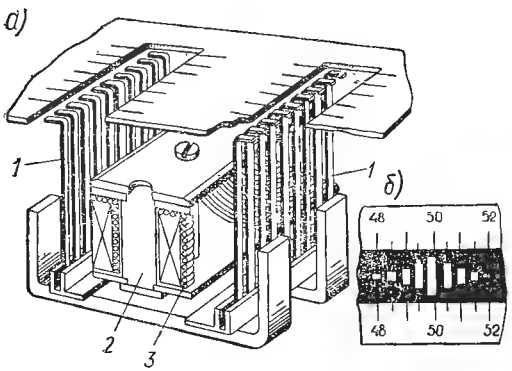


Рис. 18.1

Язычки настроены на различные частоты и расположены в ряд по нарастающим значениям частоты настройки, а на шкале прибора указаны половинные резонансные частоты язычков. Так как частота колебаний язычков велика, наблюдатель видит размытую полоску колеблющегося язычка (рис. 18.1, *б*), по которой и отсчитывает частоту. Если значение измеряемой частоты находится между частотами соседних язычков, то колебаться будут оба язычка, причем тот язычок будет иметь бо́льшую амплитуду колебаний, собственная частота которого ближе к измеряемой. Язычки для низких частот выполняются так, что частоты двух соседних язычков отличаются на 0,5; 0,25 или 0,1 Гц. Для более высоких частот интервал увеличивается до 1÷5 Гц.

Погрешность герцметра обусловлена погрешностью настройки язычков в резонанс, обычно оцениваемой в 0,1÷0,2%. С учетом погрешности отсчитывания, погрешность герцметров имеет порядок от 0,2 до 1% от данного показания.

При пользовании герцметром следует учитывать, что язычки отзываются не только на собственную частоту, но и на кратные ей частоты, хотя и существенно меньшей амплитудой колебаний. Поэтому при измерении нужно знать порядок измеряемой частоты.

Дополнительные погрешности герцметров обусловлены влиянием температуры на упругие свойства язычков и оцениваются сотыми долями процента, доходя до 0,1% на 10° С. Другие влияния, в том числе

и внешнего магнитного поля, пренебрежимо малы. Недостатком является чувствительность герцметров к вибрациям, что требует установки их на амортизаторах при наличии значительных вибраций.

Резонансные герцметры изготовляются для частот от 10 до 1000 Гц.

Герцметры с логометрическим измерительным механизмом и частотозависимыми цепями. Принципиальная структурная схема герцметра с логометром (рис. 18.2) содержит две частотозависимые цепи $П_1$ и $П_2$, параметры которых имеют различную функциональную зависимость от частоты. Тогда при включении герцметра в сеть напряжением U_X и частотой f_X токи I_1 и I_2 в логометрическом измерительном механизме $Л$ будут отличаться по значению. В общем случае:

$$I_1 = U_X f_1(\omega_X) \quad \text{и} \quad I_2 = U_X f_2(\omega_X).$$

Отклонение же α подвижной части логометра, определяемое, как известно, отношением токов, будет зависеть только от частоты, т. е.

$$\alpha = \varphi(I_1/I_2) = \varphi[f_1(\omega_X)/f_2(\omega_X)] = \psi(\omega_X).$$

Логометры применяются обычно электромагнитные, электро- и ферродинамические, а иногда магнитоэлектрические с выпрямителями. Если требуется получить герцметр с широким диапазоном измеряемых частот, то одна цепь делается практически частотонезависимой, т. е. активного сопротивления, а другая — частотозависимой, содержащей индуктивности или емкости. Для того чтобы уменьшить частотный диапазон и соответственно повысить чувствительность к частоте, обе цепи делаются частотозависимыми с индуктивностью в одной цепи и емкостью в другой. Для получения особо узкого частотного диапазона прибора в обе цепи включаются и емкость и индуктивность. Но контуры настраиваются на различные близкие частоты $\omega_{1р}$ и $\omega_{2р}$ такие, что для одного $\omega_{1р} < \omega_н$ и для другого $\omega_{2р} > \omega_в$, если $\omega_н$ и $\omega_в$ — нижний и верхний пределы по частоте.

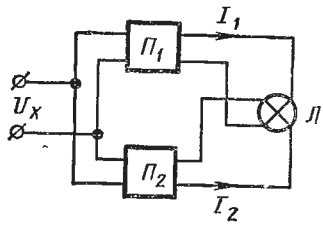


Рис. 18.2

Так, электродинамические герцметры Д577 имеют пределы измерения 45—55 Гц, 350—450 Гц, 450—550 Гц, 900—1 100 Гц и 1350—1650 Гц, а погрешность измерения частоты составляет 0,1% при потреблении 8 ВА. Электромагнитные герцметры типа ЭЧ имеют пределы измерения от 45—55 Гц до 1450—1550 Гц в зависимости от модификации и погрешность измерения частоты 1,5%. Выпускается также выпрямительный самопишущий герцметр Н-305 с пределами измерения 45—55 Гц с погрешностью 1% и 49—51 Гц с погрешностью 0,5%. Все эти герцметры предназначены для включения в сеть напряжением 100, 127 или 220 В.

Электронные герцметры. В основе аналоговых конденсаторных электронных герцметров лежит схема, приведенная на рис. 18.3. Ключ K, управляемый напряжением U_X измеряемой частоты f_X,

включает конденсатор C на полупериод T_X к источнику с постоянным напряжением U_0 (положение *1*). Если при этом постоянная времени цепи заряда конденсатора $\tau_з = R_iC$, где R_i — внутреннее сопротивление источника U_0, значительно меньше полупериода напряжения U_X, то конденсатор зарядится за время $T_X/2$ до напряжения U_0. При переключении ключа K в положение *2* конденсатор будет разряжаться через магнитоэлектрический прибор $И$ и сопротивление $R_н$, и если постоянная времени $\tau_р = R_нC$ тоже значительно меньше полупериода U_X, то конденсатор полностью разрядится. Среднее значение тока

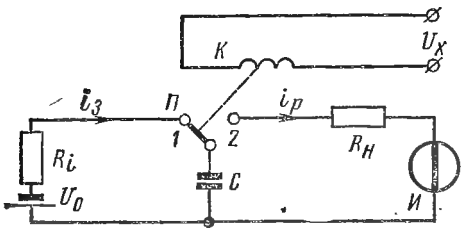


Рис. 18.3

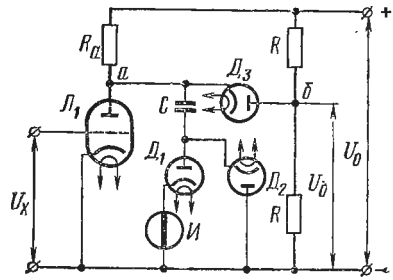


Рис. 18.4

$I_{ср}$ через магнитоэлектрический прибор определяется количеством электричества $Q_з$, до которого зарядился конденсатор, т. е. $Q_з = CU_0$,

$$I_{ср} = \frac{1}{T_X}\int_0^{T_X} i_р\,dt = \frac{CU_0}{T_X} = CU_0 f_X,$$

где $i_р$ — ток разряда. Таким образом, при постоянных C и U_0 отклонение прибора пропорционально f_X.

В электронных герцметрах роль ключа K выполняют ламповые или транзисторные ключи. На рис. 18.4 показана упрощенная схема лампового герцметра типа ИЧ. Когда на сетку лампы $Л_1$ подается отрицательное напряжение U_X, запирающее лампу, то конденсатор C заряжается до напряжения $U_a = U_0$, причем зарядный ток $i_з$ протекает через диод $Д_1$ и измерительный механизм $И$. В течение положительной полуволны U_X лампа $Л_1$ открыта, и потенциал точки a снижается вследствие падения напряжения на сопротивлении R_a. В это время конденсатор C разряжается через лампу $Л_1$ и диод $Д_2$ до тех пор, пока потенциалы точек a и $б$ не уравняются. Тогда диод $Д_3$ откроется, соединит точки a и $б$ и дальнейшее уменьшение потенциала точки a прекратится. Поэтому конденсатор получает заряд $Q = (U_0 - U_б)\,C$ при изменении напряжения между U_0 и $U_б$, а среднее значение тока через измерительный механизм:

$$I_{ср} = \frac{1}{T_X}\int_0^{T_X} i_а\,dt = \frac{C(U_0 - U_б)}{T_X} = C(U_0 - U_б)f_X = kf_X$$

при постоянных C и $(U_0 - U_б)$. Изменение пределов измерения производится переключением конденсаторов C с разными значениями емкости. Так, конденсаторный герцметр типа Ч3-7 имеет 11 пределов измерения в диапазоне от 10 Гц до 500 кГц. Погрешность измерения на всех пределах составляет 1,5%, а на последних двух 2%. Напряжение измеряемой частоты — от 0,1 до 200 В — усиливается и ограничивается в предварительном усилителе.

§ 18.3. Методы и приборы сравнения

Для измерения частоты методом сравнения частот нужен генератор известной частоты. Если частоты резко отличаются, то необходимо одну из частот с помощью делителя или умножителя частоты приблизить ко второй частоте. Генераторы известной частоты высокой точности (погрешность $10^{-4} \div 10^{-9}$), как правило, изготовляются на фиксированные частоты, и для осуществления метода сравнения генератор измеряемой частоты должен быть регулируемым. Вследствие этого точно измеряются только определенные значения измеряемой частоты, когда установленная частота кратна известной частоте. Применяя же генераторы известной частоты с плавно регулируемой частотой, можно измерить любую частоту, но с большей погрешностью, так как такие генераторы имеют погрешность в лучшем случае 0,1%.

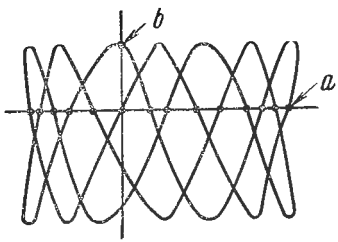


Рис. 18.5

Сравнение частот с помощью электроннолучевого осциллографа. Наиболее часто при сравнении частот с помощью электроннолучевого осциллографа применяется способ фигур Лиссажу (см. § 17.10 и рис. 17.10). Он заключается в том, что на одну пару отклоняющих пластин подается синусоидальное напряжение известной частоты f_0, а на вторую пару — синусоидальное напряжение измеряемой частоты f_X. В этом случае на экране осциллографа луч описывает фигуру, которая оказывается неподвижной при отношении частот, равном отношению двух целых чисел. Для определения этого отношения нужно сосчитать число пересечений a и b фигуры соответственно с горизонтальной и вертикальной прямыми. При этом если пересекается узел фигуры, то число пересечений нужно считать за два. Тогда

$$f_X = af_0/b.$$

Так, для фигуры, показанной на рис. 18.5, $a = 14$, $b = 4$. Если имеется небольшое отклонение от кратности частот, то фигура будет вращаться и видоизменяться, повторяя свои формы через некоторый промежуток времени, соответствующий повороту фазы на 360°. Сосчитав число циклов n изменения фигуры на экране за время t (измеряется секундомером), можно найти разность между измеряемой и известной частотами:

$$\Delta f = \pm (f_X - f_0) = n/t.$$

Чтобы определить, какая частота больше, нужно произвести дополнительный опыт: изменить одну из частот, например f_X, в сторону увеличения. При этом изменится скорость вращения фигуры, и если эта скорость возрастет, то $f_X > f_0$, и наоборот. При наличии генератора регулируемой частоты можно получить $\Delta f = 0$ для определенных значений частоты и измерять их с погрешностью стабильности генератора образцовой частоты.

Описанный метод неприменим при кратности частот больше десяти, так как фигура Лиссажу получается очень сложной и трудно поддается анализу. В этом случае применяют метод круговой развертки [48].

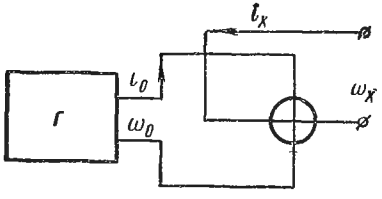


Рис. 18.6

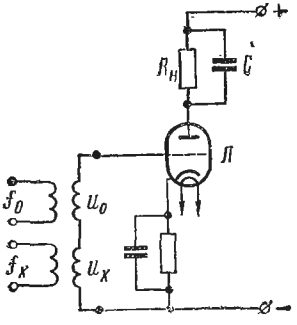


Рис. 18.7

При нестабильности сравниваемых частот ($\Delta f \geqslant \pm 5$ Гц) фигура Лиссажу оказывается размытой и определить ее очертание становится невозможным.

Сравнение частот методом биений. При низких частотах (до 20 кГц) для определения частоты биений можно использовать электродинамический или ферродинамический ИМ (рис. 18.6), включив одну его обмотку под напряжение генератора *Г* известной частоты ω_0, а вторую — под напряжение неизвестной частоты ω_X. Мгновенное значение вращающего момента $M_t = ki_0 i_X$, где i_0 и i_X — токи в обмотках ИМ, k — постоянная, зависящая от конструкции ИМ. Так как $i_0 = I_{0m} \sin \omega_0 t$ и $i_X = I_{Xm} \sin \omega_X t$, то

$$M_t = kI_{0m} I_{Xm} \sin \omega_0 t \sin \omega_X t.$$

После преобразования имеем

$$M_t = (kI_{0m} I_{Xm}/2) \left[\cos(\omega_X - \omega_0) t - \cos(\omega_X + \omega_0) t\right].$$

Подвижная часть ИМ вследствие инерционности будет совершать колебания с частотой $\Delta\omega = \omega_X - \omega_0$. Отсчитав число колебаний n за время t, найдем $\Delta f = n/t$; тогда

$$f_X = f_0 \pm \Delta f.$$

Для более высоких частот применяется, например, схема, показанная на рис. 18.7. На сетку электронной лампы *Л* подаются два напря-

жения $u_0 = U_{0m} \sin\omega_0 t$ и $u_X = U_{Xm} \sin \omega_X t$ так, чтобы они складывались; тогда напряжение на сетке

$$u_c = u_0 + u_X = U_{0m} \sin \omega_0 t + U_{Xm} \sin \omega_X t.$$

Если $U_{0m} = U_{Xm}$, то

$$u_c = U_{0m} (\sin \omega_0 t + \sin \omega_X t).$$

Преобразовывая это выражение, получим

$$U_c = 2U_{0m} \sin \frac{\omega_0 + \omega_X}{2} t \cos \frac{\omega_0 - \omega_X}{2} t.$$

Таким образом, на сетке лампы будет переменное напряжение частотой $(\omega_0 + \omega_X)/2$, амплитуда которого будет изменяться с частотой $(\omega_0 - \omega_X)/2$. В качестве анодной нагрузки $R_н$ лампы включают герцметр на низкие частоты либо телефон (для обнаружения биений), шунтированный конденсатором с таким значением емкости C, чтобы для высокой частоты его сопротивление было пренебрежимо малым. Тогда через нагрузку будет протекать только ток, частота которого определяется разностью частот $(\omega_0 - \omega_X)$, при условии, если лампа работает в режиме детектирования. Измеряемая частота

$$f_X = f_0 \pm \Delta f,$$

где Δf — показание герцметра.

Погрешность измерения частоты f_X определяется погрешностью измерения герцметром разностной частоты Δf. Метод биения применим и при сличении малостабильных частот, что особенно важно при измерении высоких частот.

В табл. 18.1 приведены некоторые метрологические характеристики приборов и методов для измерения частоты.

Таблица 18.1

Методы и приборы		Диапазон измеряемых частот, Гц									Погрешность, %
		10^1	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8	10^9	
Приборы непосредственной оценки	Электромагнитный резонансный герцметр										0,2 ÷ 1,0
	Герцметры с логометром										0,1 ÷ 1,5
	Электронные конденсаторные герцметры										1 ÷ 2
Методы и приборы сравнения	Цифровые герцметры										0,001 ÷ 0,0001
	Сравнение частот электронным осциллографом										0,0001 ÷ 0,2
	Сравнение частот методом биений										0,0001 ÷ 0,1

Б. Измерение разности фаз

§ 18.4. Общие соображения

Измерять разность фаз φ приходится либо между током и напряжением, либо между двумя напряжениями. В первом случае обычно интересуются не углом φ, а величиной $\cos\varphi$ или коэффициентом мощности; производятся эти измерения в основном при определении характеристик электрических систем и устройств, чаще всего сравнительно низкочастотных. С измерением разности фаз между двумя напряжениями встречаются в самых разнообразных областях измерительной техники, технике связи, радиолокации и др. Диапазоны частот в этих случаях могут быть чрезвычайно широкими. Кроме того, в ряде случаев необходимо измерять не угол между двумя синусоидальными напряжениями, а сдвиг по времени двух периодических кривых любой формы, в том числе и импульсной. Разность фаз выражается в радианах или градусах, а временно́й сдвиг — в единицах времени.

Рассматриваемые величины можно измерять прямыми и косвенными методами. К первым относятся методы непосредственной оценки и методы сравнения*. Методы непосредственной оценки целесообразно разделить на две группы: 1) без предварительного преобразования фазового (или временно́го) сдвига в какую-либо промежуточную величину; 2) с преобразованием фазового сдвига в промежуточную величину.

Приборы, служащие для измерения φ или $\cos\varphi$, называются фазометрами. В настоящей главе рассматриваются только аналоговые фазометры (о цифровых фазометрах см. § 26.5).

§ 18.5. Определение разности фаз путем наблюдения и фиксации исследуемых процессов во времени

С помощью электромеханического или электронного осциллографа наблюдают и фиксируют изменения во времени интересующих величин. В электромеханическом осциллографе для этого используют два вибратора. Применяя электронный осциллограф, на горизонтальные пластины подают линейное развертывающее напряжение, а на вертикальные пластины — напряжения, между которыми измеряется фазовый сдвиг. Для одновременного наблюдения обоих напряжений необходимо иметь либо двухлучевой осциллограф, либо однолучевой, снабженный электронным коммутатором.

Для синусоидальных кривых картина, получаемая на экране, имеет вид, показанный на рис. 18.8. Угол сдвига

$$\varphi = 2\pi\,(AB/AC),$$

где AB — отрезок между соответствующими точками кривых: в данном случае точками перехода через нуль; AC — отрезок, соответствующий периоду.

---

* При измерении углов φ, особенно малых, любым методом для увеличения точности фазовый сдвиг можно предварительно увеличить в n раз путем умножения частоты в это же число раз.

Погрешность определения φ этим способом зависит от погрешности измерения отрезков на экране, а также от фазовой погрешности осциллографа и может достигать нескольких градусов.

Часто, для удобства отсчета, синусоидальное напряжение предварительно преобразуется в короткие импульсы, соответствующие моменту перехода кривой через нуль.

Применяя электронный осциллограф, можно повысить точность измерения при круговой или спиральной развертке. В первом случае точность измерения возрастает в π раз, а во втором — в $n\pi$ раз (n — число спиралей на экране осциллографа). Длину шкалы можно также растянуть, увеличивая скорость развертки.

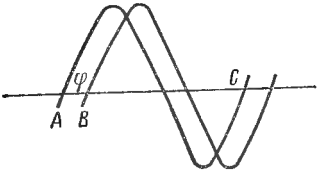


Рис. 18.8

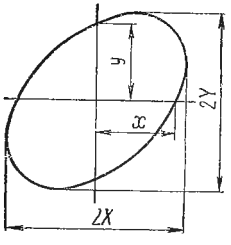


Рис. 18.9

Разность фаз можно измерять, используя вместо линейного синусоидальное развертывающее напряжение. Получаемые при этом на экране фигуры Лиссажу, если частоты обоих напряжений равные, имеют вид эллипса (рис. 18.9). Угол сдвига φ определяется из выражения $\varphi = \arcsin (y/Y)$[48]. Погрешность измерения в этом случае приблизительно такая же, что и при использовании линейной развертки. Особенно сильно погрешность возрастает при определении углов, близких к 90 и 270°.

§ 18.6. Измерение разности фаз между током и напряжением

Измерение в однофазной цепи. Для измерения разности фаз φ между током и напряжением или cos φ чаще всего применяют фазометры на основе логометрических электромеханических (электродинамических, ферродинамических и электромагнитных) измерительных механизмов (см. § 5.7).

В качестве примера рассмотрим электродинамический фазометр. Принципиальное его устройство, схема включения и векторная диаграмма приведены на рис. 18.10. Две неподвижные катушки *1*, *1'* расположены так, что между ними создается достаточно однородное магнитное поле. Обмотки их, соединенные последовательно, образуют последовательную цепь прибора. Подвижная часть состоит из двух жестко скрепленных между собой под некоторым углом катушек *2* и *2'*, укрепленных на оси и расположенных в магнитном поле неподвижных катушек. Последовательно с катушкой *2* включено активное сопротивление r, а последовательно с катушкой *2'* — индуктивность L.

Подвижные катушки образуют параллельную цепь фазометра На подвижную часть измерительного механизма действуют два момента M_1 и M_2, направленных встречно:

$$M_1 = II_1 \cos\psi_1 \frac{\partial M'_{1,2}}{\partial\alpha}, \qquad M_2 = II_2 \cos\psi_2 \frac{\partial M''_{1,2}}{\partial\alpha},$$

где I — ток в цепи нагрузки $z_н$; I_1 и I_2 — токи соответственно в цепях катушек *2* и *2'*; ψ_1 — угол сдвига между I и I_1, равный φ; ψ_2 — угол сдвига между I и I_2; $M'_{1,2}$ и $M''_{1,2}$ — взаимные индуктивности соответственно между катушками *1*, *1'* и *2* и *1*, *1'* и *2'*.

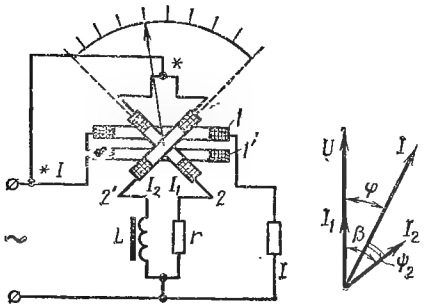


Рис. 18.10

При равновесии подвижной части фазометра $M_1 = M_2$. Тогда

$$\frac{I_1 \cos\varphi}{I_2 \cos(\beta-\varphi)} = \frac{\partial M''_{1,2}/\partial\alpha}{\partial M'_{1,2}/\partial\alpha} = f(\alpha),$$

где β — угол сдвига между I_1 и I_2.

Правая часть этого уравнения является некоторой функцией угла отклонения α подвижной части фазометра при условии, что $\partial M''_{1,2}/\partial\alpha \neq \partial M'_{1,2}/\partial\alpha$. Если подобрать параметры подвижных катушек таким образом, чтобы $I_1 = I_2$, то, считая β=const, $\alpha = f_1(\varphi)$ или $\alpha = f_2(\cos\varphi)$, шкала прибора может быть градуирована в единицах угла φ или $\cos\varphi$ Обычно фазометры имеют двухстороннюю шкалу с нулем на середине и пределами измерения от $+90$ до $-90°$, а в отношении $\cos\varphi$ от $+1$ до -1. При определенных численных соотношениях между пространственным углом крепления катушек подвижной части и временны́м углом сдвига между векторами I_1 и I_2 можно получить равномерную шкалу прибора в отношении угла φ, но для $\cos\varphi$ в этом случае шкала окажется сильно неравномерной. Подобного вида фазометры предназначены для работы только на определенной частоте, так как с изменением частоты изменяется реактивное сопротивление цепи катушки *2* и вместе с этим нарушаются амплитудные и фазовые соотношения токов I_1 и I_2.

В однофазных цепях $\cos\varphi$ можно определить также косвенным путем, измеряя ток I, напряжение и мощность. Однако этот метод не может претендовать на большую точность, так как погрешность результата зависит от погрешности трех приборов.

Измерение в трехфазной цепи. В трехфазной симметричной цепи понятия $\cos\varphi$ и коэффициента мощности совпадают. Эта величина может быть определена следующими способами: измерением φ или $\cos\varphi$ в одной из фаз однофазным фазометром; измерением мощности, тока и напряжения одной фазы; трехфазным фазометром; измерением

активной мощности методом двух ваттметров; измерением реактивной мощности методом двух ваттметров с искусственной нейтральной точкой (см. гл. XVI). Здесь будет рассмотрен только трехфазный электродинамический фазометр.

Принцип действия трехфазного фазометра тот же, что и однофазного. В частности, для электродинамического фазометра сдвиг между токами в подвижных рамках можно получить более просто, используя 120-градусные сдвиги между напряжениями и токами трехфазной цепи. В самом фазометре последовательно с обеими подвижными катушками включены активные сопротивления. Показание прибора практически не зависит от частоты тока. Схема такого фазометра приведена на рис. 18.11.

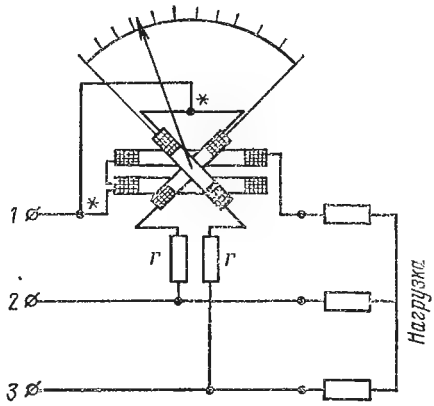


Рис. 18.11

В несимметричной трехфазной цепи можно говорить лишь о разности между током и напряжением в каждой отдельной фазе. Об определении коэффициента мощности такой цепи сказано в гл. XVI.

§ 18.7. Измерение разности фаз между двумя напряжениями

Фазометры с предварительным преобразованием фазового сдвига в напряжение или ток с помощью суммирующих цепей. В приборах этой группы для преобразования фазового сдвига в пропорциональную ему величину тока или напряжения используется принцип суммирования двух напряжений. Однако, если суммировать синусоидальные напряжения, то шкала прибора оказывается нелинейной, а его показания зависящими от амплитуд этих напряжений [16]. Эту зависимость можно снизить, если напряжения U_1 и U_2 предварительно преобразовать формирующими цепями в напряжения прямоугольной формы с постоянными значениями $U_{1,0}$ и $U_{2,0}$ (рис. 18.12, *а*), а затем эти напряжения суммировать (U_Σ). Структурная схема такого фазометра имеет вид, приведенный на рис. 18.12, *б*. Среднее значение суммарного напряжения $U_{ср}$, измеряемое выпрямительным прибором *ВП*, пропорционально углу φ и равно

$$U_{ср} = U[1-(\varphi/\pi)].$$

Если напряжения не суммировать, а вычитать (U_Δ), то

$$U_{ср} = U\varphi/\pi,$$

где $U = |U_{1,0}| + |U_{2,0}|$.

При суммировании прямоугольных импульсов, а не синусоидальных кривых, шкала прибора получается линейной.

Фазометры, построенные подобным образом, позволяют измерять фазовые сдвиги от 0 до 180° с погрешностью 0,1÷1°.

Фазометры с предварительным преобразованием фазового сдвига в интервал времени. В фазометрах этой группы из синусоидальных напряжений формируются остроконечные импульсы, соответствующие, например, моменту перехода синусоид через нуль. Эти импульсы воздействуют на ламповый или полупроводниковый ключ так, что он оказывается открытым только в течение времени, пропорционального углу φ. В аналоговых фазометрах в течение этого времени через прибор течет ток I от источника постоянного напряжения. Среднее значение тока

$$I_{ср} = I\varphi/2\pi.$$

На принципе, аналогичном изложенному, построен, например, фазометр типа Ф2-1, позволяющий измерять фазовые сдвиги в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц. Прибор имеет четыре предела измерения: 25, 50, 100 и 180°. Погрешность в диапазоне частот от 50 Гц до 20 кГц составляет ±1° ±1% от предела шкалы. Дополнительная погрешность от изменения частоты в диапазонах от 20 до 50 Гц и от 20 до 100 кГц — не более 4°.

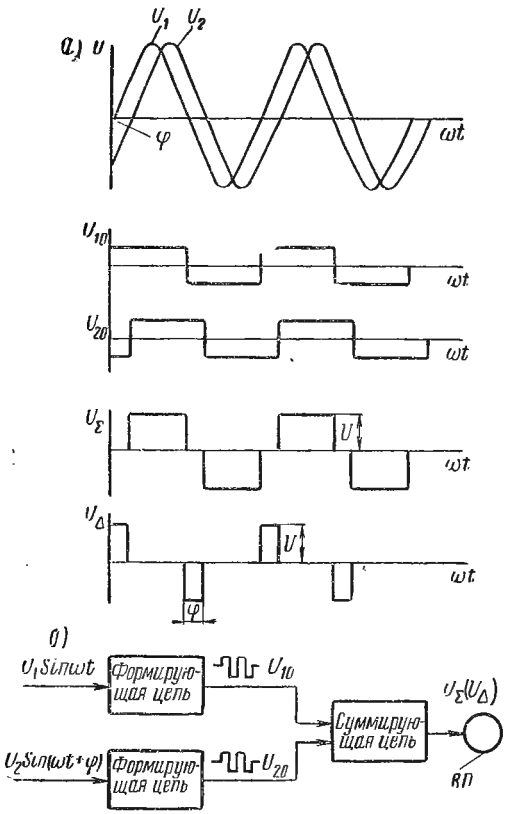


Рис. 18.12

§ 18.8. Метод сравнения

Метод сравнения требует устройства, создающего известный (с установленной погрешностью) переменный по значению (в отдельных случаях фиксированный) фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями. Такие устройства для синусоидально изменяющихся напряжений называются фазовращателями и являются своего рода мерами фазового сдвига.

При измерении разности фаз методом сравнения на фазоиндикатор, в качестве которого может быть использован любой фазометр непосредственной оценки, подаются два напряжения, между которыми требуется измерить разность фаз φ: одно непосредственно, а второе через фазовращатель. Фазовращателем регулируют фазовый сдвиг до тех пор, пока фазометр не покажет нуль. Измеряемая величина отсчитывается по шкале фазовращателя. Можно применить и разностный метод сравнения. В этом случае показание фазометра несколько не доводят до нуля и φ определяется как сумма показаний фазометра и фазовращателя.

По принципу устройства фазовращатели можно разделить на две группы — параметрические и индукционные.

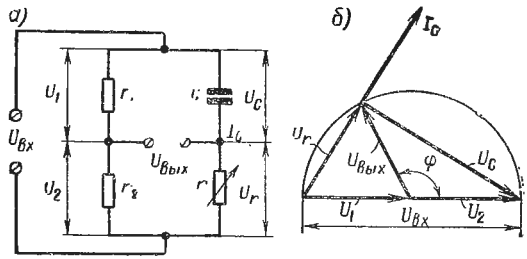


Рис. 18.13

Параметрические фазовращатели имеют ряд модификаций, из которых рассмотрим только некоторые. На рис. 18.13, *а* приведена схема наиболее простого фазовращателя в виде мостовой цепи с $r_1 = r_2$. При изменении сопротивления r изменяются составляющие U_r и U_C входного напряжения $U_{вх}$ и угол φ между $U_{вх}$ и $U_{вых}$ может регулироваться в пределах от нуля до 180° (рис. 18.13, *б*).

Зависимость φ от параметров цепи имеет вид:

$$\varphi = 2 \operatorname{arctg}(1/\omega rC)$$

в предположении, что источник питания имеет очень малое сопротивление, а сопротивление нагрузки велико. Вместо r_1 и r_2 может быть использован также трансформатор со средней точкой.

Погрешность таких фазовращателей, являющихся частотозависимыми, определяется прежде всего точностью подгонки и стабильностью его элементов. При использовании высококачественных элементов и при условии, если изменение частоты входного напряжения не превышает 0,001%, можно обеспечить погрешность 10′.

Другим видом параметрического фазовращателя является круговой с активными сопротивлениями (резисторный), позволяющий изменять угол сдвига от нуля до 360°. На рис. 18.14 изображена принципиальная схема подобного фазовращателя. На кольцевой каркас навивается равномерная обмотка *1*. К взаимно перпендикулярным и противоположным точкам обмотки прикладываются напряжения, равные по амплитуде и сдвинутые по фазе относительно друг друга на 90°. Полный оборот движка *2* соответствует изменению фазы выходного напряжения $U_{вых}$ на 360°. Фазовращатель может быть использован на частотах до десятков килогерц. Существенным недостатком этого

фазовращателя является непостоянство $U_{вых}$ и нелинейная зависимость между углом поворота движка 2 и фазовым углом.

Фазовый сдвиг в пределах от нуля до 360° можно получить и с помощью емкостных фазовращателей, используемых на более высоких частотах. К емкостным фазовращателям также необходимо подводить четыре напряжения, сдвинутые на 90°.

Индукционные фазовращатели. Принципиальная схема индукционного фазовращателя приведена на рис. 18.15. Четыре идентичные катушки без ферромагнитного материала L_1, L_2, L_3 и L_4 питаются от двух источников, напряжения которых равны по величине и сдвинуты по фазе на 90°. Оси катушек L_1, L_3 и L_2, L_4 взаимно перпендику-

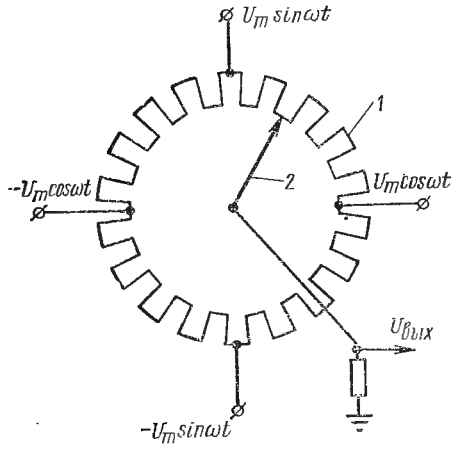


Рис. 18.14

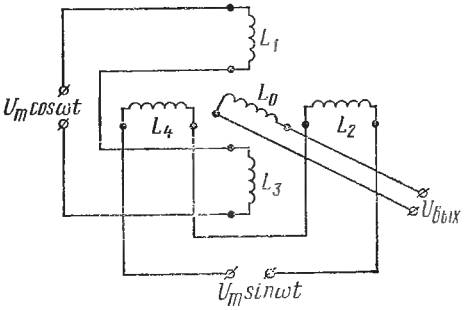


Рис 18.15

лярны, поэтому в пространстве между ними возникает вращающееся магнитное поле. В этом поле помещается подвижная катушка L_0, вращая которую вокруг оси, перпендикулярной плоскости чертежа, можно изменять фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением. Полному обороту катушки L_0 соответствует сдвиг, равный 360°.

Частотный диапазон применения фазовращателей — от десятков до сотен килогерц. Погрешность индукционных фазовращателей — не меньше нескольких десятых градуса.

Подобным же образом устроены индукционные фазовращатели, имеющие катушки с сердечниками из ферромагнитного материала, называемые часто поворотными трансформаторами. Эти фазовращатели применяются на низких частотах—от десятков герц до нескольких килогерц.

Применяются также индукционные фазовращатели по типу трехфазного асинхронного двигателя, ротор которого заторможен и с помощью червячной передачи может поворачиваться на 360°. При питании обмотки статора током трехфазной сети в обмотке ротора индуктируется э. д. с., фаза которой по отношению к напряжению статора определяется взаимным положением обмоток ротора и статора.

В. Анализ кривых переменного тока

§ 18.9. Общие соображения

Чтобы установить степень отличия кривой тока или напряжения от синусоидальной формы, т. е. искажение кривой, необходим частотный анализ этой кривой. Один из методов такого анализа основан на том, что исследуемая кривая представляется в виде тригонометрического ряда Фурье; это позволяет оценить содержание в кривой высших гармоник по частоте и амплитуде и фазовые их соотношения

Для наблюдения и фиксации кривых на фотопленке или бумаге применяются, как известно, осциллографы (см. гл. XVII). Однако в ряде случаев можно ограничиться экспериментальным определением с помощью электроизмерительных приборов непосредственной оценки содержания в исследуемой кривой высших гармоник по частоте и амплитуде. Приборы, решающие эту задачу, называют анализаторами гармоник.

Наряду с этим используется и косвенный метод определения так называемого коэффициента нелинейных искажений $k_{н.\,и}$, аналитически выражаемого формулой

$$k_{н.\,и} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}/U_1,$$

где U_1, U_2, ..., U_n — действующие значения напряжений всех гармоник, содержащихся в исследуемой кривой.

Приборы, предназначенные для измерения $k_{н.\,и}$, называются измерителями нелинейных искажений и обычно градуируются в процентах или децибелах.

Однако нужно иметь в виду, что если осциллограф позволяет наблюдать и фиксировать исследуемую кривую в любой момент времени, то анализаторы гармоник и измерители нелинейных искажений требуют стабильности исследуемой кривой в течение всего времени, пока производятся измерения, и, кроме того, они не дают возможности устанавливать фазовые соотношения гармоник.

§ 18.10. Анализаторы гармоник

Анализ кривых переменного тока можно вести путем последовательного измерения амплитуд и частот интересующих высших гармоник (последовательный способ) или же измерения этих величин одновременно для всех гармоник.

Первый способ чаще используется для изучения периодических колебаний, второй более удобен при исследовании однократных процессов, например одиночных импульсов. Упрощенная структурная схема простейшего анализатора гармоник, основанного на последовательном способе, показана на рис. 18.16, *а*. Исследуемое напряжение U_X через усилитель *Ус* подается на фильтр *Ф*, пропускающий только одну частоту f_0, на которую он в данный момент настроен. Отфильтро-

ванное напряжение подводится к электронному вольтметру *ЭВ*, состоящему из выпрямителя *В* и магнитоэлектрического измерительного механизма *ИМ*. Настраивая фильтр последовательно на частоту основной волны, второй, третьей и т. д. гармоник, по лимбу настройки фильтра, проградуированному в герцах, определяют частоты напряжений составляющих гармоник, а по показаниям вольтметра — их значения (обычно действующие значения).

При одновременном измерении прибор должен иметь набор фильтров, настроенных на разные частоты спектра; исследуемое напряжение подается одновременно на все фильтры.

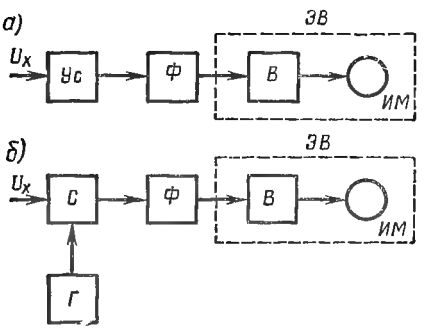


Рис. 18.16

По типу фильтров, используемых в анализаторах гармоник, последние можно разделить на две основные группы: 1) анализаторы с плавно перестраиваемым фильтром; 2) анализаторы с фильтрами, настроенными на фиксированные частоты (гетеродинные анализаторы).

Структурная схема анализаторов первой группы имеет такой же вид, что и приведенная на рис. 18.16, *а* схема. Принципиально можно применять как *LC*-, так и *RC*-фильтры, но последние значительно легче перестраиваются по частоте и, кроме того, имеют меньшие массу и размеры.

Одной из основных характеристик фильтра является полоса пропускания, определяемая величиной его добротности. С увеличением добротности резонансная характеристика фильтра становится более острой, а полоса пропускания уменьшается. Это позволяет более четко выделять отдельные гармоники.

Схему, подобную приведенной на рис. 18.16, *а*, имеет, например, анализатор гармоник типа С4-7 со следующими основными характеристиками: диапазон частот 20 Гц — 20 кГц; пределы измерения по напряжению 10 мВ — 3 В; основная погрешность измерения напряжения 5%, частоты 3%.

Значительно более высокую добротность, а следовательно, более узкую полосу пропускания, имеют фильтры анализаторов второй группы. Эти анализаторы (рис. 18.16, *б*) состоят из генератора *Г*, называемого гетеродином, смесителя *С*, узкополосного фильтра *Ф* и электронного вольтметра *ЭВ*. Исследуемое напряжение U_X подается на один из входов смесителя, а на второй вход подается напряжение от генератора *Г*. Генератор настраивается так, чтобы частота его собственных колебаний отличалась от частоты измеряемой гармоники на определенную, постоянную для данного типа анализатора, величину. На выходе смесителя образуются колебания, частота которых равна разности частоты генератора и частоты измеряемой гармоники.

Узкополосный фильтр настраивается так, чтобы пропустить только колебания разностной частоты, которые измеряются вольтметром *ЭВ*. Так как частота, на которую настраивается фильтр, постоянная, то в качестве фильтрующих элементов можно использовать кварцевые резонаторы, добротность которых достигает сотен тысяч, а полоса пропускания может быть меньше 10 *Гц*. Примером анализатора с постоянно настроенным фильтром является анализатор типа С5-1, имеющий следующие основные характеристики: диапазон измеряемых частот 100 Гц — 20 кГц; пределы измеряемых напряжений 100 мкВ — 100 В; основная погрешность по частоте: до 2000 Гц — не более ±(2% + +20 Гц), свыше 2000 Гц — ±3%.

§ 18.11. Измерители нелинейных искажений

Измерители нелинейных искажений предназначаются для измерения коэффициента $k_{н.\,и}$. Однако практически строят приборы, которые измеряют коэффициент

$$k'_{н.\,и} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}/U,$$

где $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \ldots + U_n^2}$ — действующее значение исследуемого напряжения.

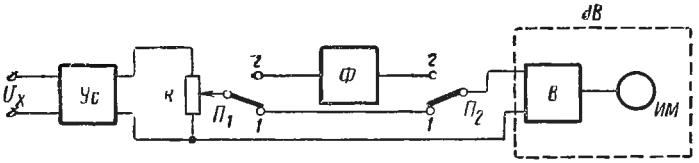


Рис. 18.17

При малых искажениях кривой, когда $k_{н.\,и} < 0{,}1$, коэффициенты $k_{н.\,и}$ и $k'_{н.\,и}$ мало отличаются друг от друга; при больших же $k_{н.\,и}$ его значение можно вычислить по формуле:

$$k_{н.\,и} = k'_{н.\,и}\sqrt{1 - (k'_{н.\,и})^2}.$$

Упрощенная структурная схема измерителя нелинейных искажений показана на рис. 18.17. Она содержит: усилитель *Ус*, имеющий ступенчато регулируемый коэффициент усиления; заграждающий фильтр *Ф*, который пропускает все частоты, за исключением той частоты, на которую он настроен; электронный вольтметр действующего значения *ЭВ*, имеющий квадратичную характеристику. Показания вольтметра пропорциональны корню квадратному из суммы квадратов всех гармонических составляющих приложенного к нему напряжения.

Измерение коэффициента нелинейных искажений осуществляется следующим образом. Сначала на вольтметр подается исследуемое напряжение U_X, минуя фильтр (переключатели $П_1$ и $П_2$ в положении *1*), и с помощью регулируемого резистора R стрелка вольтметра устанавливается на последнее деление шкалы, что соответствует 100% приложенного напряжения. Затем U_X подается на вольтметр через фильтр, подавляющий основную волну (переключатели в положении *2*), и перестройкой фильтра добиваются минимального показания вольтметра. Отклонение стрелки вольтметра будет соответствовать значению $k'_{н\ и}$ в процентах. Подобную структурную схему имеют, например, измерители нелинейных искажений типов С6-1 и С6-3. Основные технические данные прибора С6-1А: пределы измерения от 0,1 до 30%; диапазон частот 20 Гц — 20 кГц; основная погрешность измерения $k_{н.\ и}$ (5%+ +0,05 $k'_{н.\ и}$), пределы U_X 0,05—100 В.

ЧАСТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

МАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Глава XIX

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

А. Введение

§ 19.1. Основные задачи магнитных измерений

Магнитными измерениями называют область измерительной техники, имеющую своей задачей измерение величин, характеризующих магнитное поле, магнитные цепи, а также магнитные свойства веществ и материалов. К таким величинам относятся: магнитный поток Φ; плотность магнитного потока (индукция) B; м. д. с. F; напряженность магнитного поля H; магнитный момент M; магнитная проницаемость (различные ее виды); намагниченность J; магнитное сопротивление $Z_м$; потери энергии при перемагничивании $P_г$ и разнообразные функциональные зависимости, определяющие магнитные свойства веществ и материалов, как, например, кривые намагничивания $B = f(H)$.

Измерения магнитных величин находят приложение в следующих главнейших областях:

1) исследования электромагнитных механизмов приборов и устройств как готовых изделий, так и отдельных их узлов; среди последних важное место занимают постоянные магниты;

2) исследования магнитных характеристик веществ и материалов, в первую очередь ферромагнитных, наиболее широко используемых в самых разнообразных устройствах и механизмах;

3) контроль качества изделий из ферромагнитных материалов методами, основанными на использовании магнитных свойств этих материалов и получившими название магнитной дефектоскопии и магнитного структурного анализа. Магнитная дефектоскопия призвана обнаруживать в изделии различные дефекты, такие как раковины, трещины, плёны, волосовины и другие, находящиеся внутри изделия или на его поверхности, но недоступные для обнаружения при внешнем осмотре. Магнитные методы используются также для контроля микроструктуры изделий, различного рода термической обработки, как закалка, отпуск, отжиг и др. Обнаружение ферромагнитных включений в деталях из неферромагнитных материалов, контроль толщины нефер-

ромагнитных покрытий (хромирование, омеднение, покрытие лаком и др.) на изделиях из ферромагнитных материалов с успехом осуществляются магнитными методами.

Важно отметить, что контролируемый объект при использовании магнитных методов не подвергается порче, т. е. эти методы относятся к так называемым неразрушающим методам контроля. Существенно также, что эти методы позволяют относительно просто осуществлять автоматизацию контроля. Хотя магнитный контроль в ряде случаев не является измерением в строгом смысле этого понятия, однако физическая основа этих методов контроля такая же, как и измерений магнитных величин;

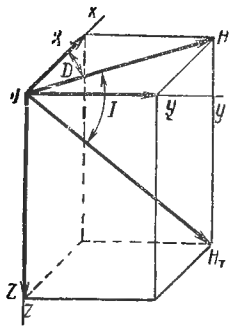


Рис. 19.1

4) исследования элементов магнитного поля Земли и космического пространства, имеющие целью выявление причин возникновения этого поля и явлений, сопутствующих ему. Характер распределения параметров магнитного поля Земли связан с ее геологическим строением, и по результатам изучения распределения этих параметров можно судить о полезных ископаемых, что и является одним из важнейших практических приложений геомагнитных измерений. Магнитное поле Земли может претерпевать местные изменения на относительно небольших пространствах, вызываемые присутствием крупных ферромагнитных масс, намагниченных тел или контуров с электрическим током. Измерения такого рода изменений напряженности магнитного поля находят важное применение в специальных областях техники. Наряду с этим нельзя забывать, что при измерениях магнитных величин, не связанных с земным магнитным полем, это поле в той или иной степени оказывает искажающее влияние на результаты измерений, если не принять соответствующих мер для исключения этого влияния.

Магнитное поле Земли в любой точке земной поверхности характеризуется вектором напряженности поля $\overline{H}_T$ и его составляющими в прямоугольной системе координат (рис. 19.1). При этом ось x располагают в направлении географического меридиана, считая положительным направление к северу; ось y — по направлению параллели к востоку; ось z — вертикально вниз. Проекция $\overline{H}_T$ на горизонтальную плоскость называется горизонтальной составляющей $\overline{H}$, проекция же на вертикальную ось — вертикальной составляющей $\overline{Z}$. Вертикальная плоскость $ZOHH_TZ$ называется плоскостью магнитного меридиана. Угол между $\overline{H}$ и осью x носит название магнитного склонения и обозначается буквой D, а угол между векторами $\overline{H}$ и $\overline{H}_T$ — магнитного наклонения I. Составляющие вектора $\overline{H}$ в горизонтальной плоскости X и Y называются соответственно северной и восточной. Все вышеуказанные элементы магнитного поля Земли подвержены непрерывным изменениям—как суточным, так и годовым. Однако эти изменения по

значению невелики (не превосходят 0,01 $H_т$) и во времени происходят достаточно медленно (частота 0,01 Гц и меньше), поэтому земное магнитное поле можно рассматривать как квазистатическое. Наблюдаемые вариации более высокой частоты имеют амплитуды порядка 10^{-5} $H_т$.

Напряженность поля Земли $\overline{H}_т$ и ее составляющие различны по значению для разных точек земной поверхности. Так, для Ленинграда напряженность горизонтальной составляющей имеет величину около 12 А/м, вертикальной составляющей — около 36 А/м (наибольшее значение H в районе Зондских островов составляет 32 А/м, Z — в районе магнитных полюсов — 48 А/м).

При проведении тех или иных экспериментов, если можно ожидать искажающего влияния земного магнитного поля, необходимо в месте проведения измерений определить экспериментальным путем направление вектора $\overline{H}$ (или $\overline{Z}$), чтобы можно было принять меры для исключения или уменьшения этого влияния;

5) широкое применение магнитных измерений в физических исследованиях, связанных с физикой твердого тела, физикой элементарных частиц и др. [49].

Несмотря на разнообразные практические приложения измерений магнитных величин, особенность стоящих перед ними задач и различие в условиях эксперимента, ряд вопросов в принципиальном аспекте, относящихся к методике измерений и средствам измерений, являются общими.

§ 19.2. Метрологическая основа магнитных измерений

В СССР область магнитных измерений базируется на трех первичных эталонах — магнитной индукции (напряженности магнитного поля), магнитного потока, магнитного момента — и на соответствующих образцовых средствах измерений.

Эталон единицы магнитной индукции представляет собой катушку Гельмгольца с однослойной обмоткой из голой медной проволоки, навитой на цилиндрический пустотелый кварцевый каркас (рис. 19.2). Значение постоянной эталона (катушки Гельмгольца), т. е. магнитная индукция (напряженность поля) в центре катушки при токе в ее обмотке 1 А, установлено расчетным путем по измеренным геометрическим размерам катушки с погрешностью 0,001% [50]. При передаче значения этой единицы рабочему эталону учитывается погрешность измерения тока, и тогда погрешность воспроизведения единицы магнитной индукции (напряженности поля) оценивается в 0,002%.

Первичным эталоном единицы магнитного потока является катушка взаимной индуктивности по Кемпбеллу (рис. 19.3). На кварцевый пустотелый цилиндрический каркас *1* навита однослойная первичная обмотка *2*, состоящая из двух половин, симметрично расположенных относительно центрального сечения и соединенных между собой последовательно. В центральной части укреплен кварцевый кольцевой каркас со вторичной многослойной обмоткой *3*. Постоянная эталона (катушки Кэмпбелла), т. е. полный магнитный поток, сцепляющийся со

вторичной обмоткой, при токе в первичной обмотке, равном 1 А, установлена расчетным путем — по измеренным геометрическим размерам катушки и числам витков обмоток — с погрешностью 0,001%. При передаче значения единицы магнитного потока рабочему эталону добавляется погрешность измерения тока.

Первичный эталон единицы магнитного момента представляет собой группу из девяти штук постоянных магнитов эллипсоидальной формы. Значения магнитных моментов магнитов определены сравнением индукции поля, создаваемого магнитом, с индукцией поля катушки эталона единицы магнитной индукции.

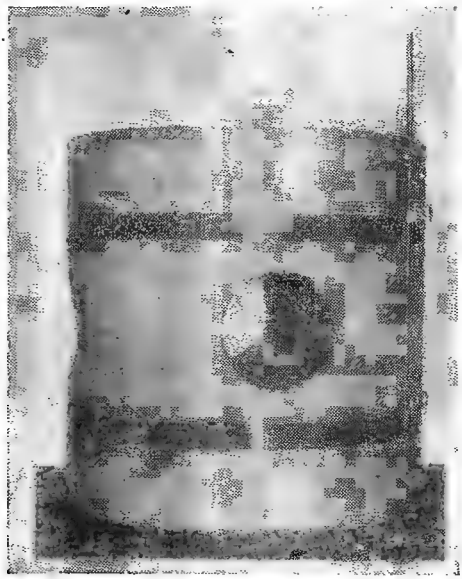


Рис. 19.2

В качестве образцовых и рабочих мер магнитной индукции применяются, как правило, катушки различной формы и конструкции с однослойной или многослойной обмоткой, по которой протекает ток. Катушки без ферромагнитного материала по условиям теплового режима могут быть построены для создания поля с индукцией максимум 1,0 Т. Для создания полей с более высокой индукцией приходится применять особые способы охлаждения или пользоваться электромагнитами и постоянными магнитами. Перспективным для получения сильных магнитных полей является использование явления сверхпроводимости. Устройство катушки должно быть таким, чтобы имелась возможность свободного доступа в пространство, где создается магнитное поле. Основным параметром меры индукции является ее постоянная K_B, т. е. значение магнитной индукции B в центре катушки при токе I в обмотке, равном 1 А,

$$K_B = B/I,$$

где B — в теслах, I — в амперах.

Постоянная K_B должна быть стабильной во времени, не зависеть от тока I, допустимого для данной меры, и иметь незначительный температурный коэффициент. Выполнение этих требований достигается применением соответствующих материалов, конструкцией и тепловым режимом работы катушки. Кроме того, мера должна обеспечивать требуемую однородность поля в заданном рабочем объеме. В зависимости от устройства меры K_B может быть определена расчетом по геомет-

рическим размерам и числу витков или экспериментально. Последнее относится к электромагнитам и постоянным магнитам. Экспериментальное определение K_B сводится к измерению индукции B в рабочем пространстве меры при определенном значении тока. Наиболее широко в практике используются пустотелые цилиндрические соленоиды, катушки типа Гельмгольца, комбинация нескольких круглых или прямоугольного сечения коротких катушек, расположенных на определенном расстоянии друг от друга, катушек с обмоткой, навитой на пустотелый каркас, имеющий форму эллипсоида вращения, и др. Применение мер того или иного устройства диктуется, главным образом, требованиями однородности поля, наибольшего возможного значения индукции, удобства экспериментирования в рабочем пространстве меры (о расчете мер см. в [51]).

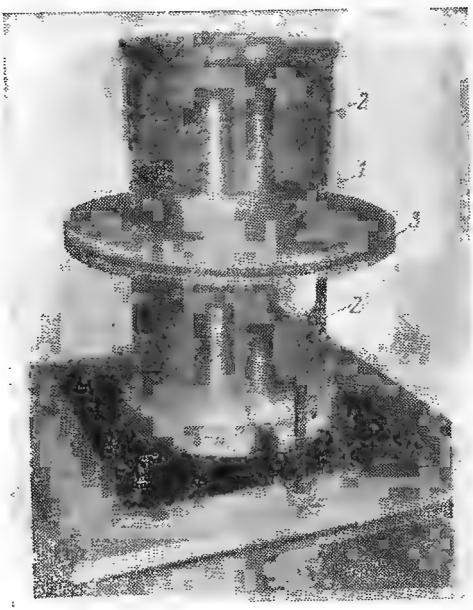


Рис. 19.3

Образцовые меры индукции применяются для поверки рабочих мер индукции и для градуировки (определение чувствительности или коэффициента преобразования) и поверки магнитных измерительных преобразователей, требующих однородного поля известной индукции.

Мера магнитного потока представляет собой катушку с двумя электрически несвязанными обмотками (первичной и вторичной), подобно катушке взаимной индуктивности. При прохождении по первичной обмотке постоянного тока I с витками вторичной обмотки сцепляется магнитный поток. Основным параметром меры магнитного потока является ее постоянная K_Ψ, связанная с полным потоком Ψ выражением $\Psi = K_\Psi I$, и представляющая собой полный поток вторичной катушки в веберах при токе в первичной обмотке, равном 1 А.

Важнейшими требованиями, предъявляемыми к мерам магнитного потока, являются: стабильность K_Ψ во времени; независимость ее от тока в первичной обмотке; малый температурный коэффициент; высокое сопротивление изоляции между обмотками (порядка 10^{11} Ом); малая емкость между обмотками (не больше 500 пФ). Выполнение этих требований достигается соответствующей конструкцией катушки и применяемыми материалами. Для рабочих мер чаще всего применяются цилиндрические катушки с разделенными обмотками *1* и *2* на каркасе

3 из изолирующего материала (рис. 19.4). Значение K_Ψ определяется экспериментально и сводится к измерению полного потока во вторичной обмотке при некотором токе в первичной.

В качестве образцовых мер применяют также и другие конструкции: катушки типа Кэмпбелла (как и первичный эталон); катушки типа Гельмгольца в сочетании с расположенной в ее центре вторичной катушкой; катушки с двумя однослойными обмотками, навитыми на тороидальный или кольцевой каркас, допускающие достаточно точный расчет K_Ψ по параметрам катушки.

Меры потока используются для градуировки гальванометров на магнитный поток и для градуировки и поверки веберметров.

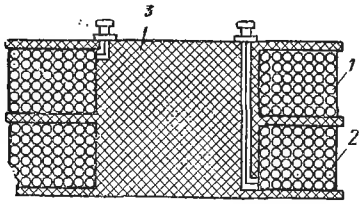


Рис. 19.4

Мерой магнитного момента является, как правило, постоянный магнит — чаще всего цилиндрический. Основными требованиями, которым должны удовлетворять такие меры, являются стабильность магнитного момента во времени и малый его температурный коэффициент.

Применяются также катушки, магнитный момент которых может быть получен расчетным путем:

$$M = K_{sw} I,$$

где $K_{sw} = \sum_1^w s$ — постоянная катушки, если s и w — сечение и число витков; I — сила тока в обмотке.

К катушкам предъявляются те же требования, что и к мерам индукции.

Меры магнитного момента применяются главным образом в практике магнитометрии для определения магнитных моментов намагниченных тел (в том числе и магнитов) методом сравнения.

Наряду с эталонами и образцовыми мерами магнитной индукции, магнитного потока и магнитного момента в практике магнитных измерений, связанной с аттестацией средств измерений для исследования магнитных материалов, и при самих исследованиях этих материалов методами сравнения, используются так называемые стандартные образцы, магнитные характеристики которых изучены с требуемой точностью. Эти образцы также выполняют роль магнитных мер.

§ 19.3. Общие соображения о методах и средствах магнитных измерений

Для измерения магнитных величин, как было показано в гл. VII, используются различные проявления магнитного поля—электрические, механические, оптические и другие — таким образом, что с помощью соответствующих магнитных измерительных преобразователей осуществляется функциональная связь между искомой магнитной величиной и той величиной, которая непосредственно измеряется, базируясь на известных закономерностях, связывающих эти величины.

История развития методов и средств магнитных измерений тесно связана с прогрессом электроизмерительной техники, так как во многих случаях используются электрические проявления магнитного поля, а также науки о магнетизме и, в частности, земном магнетизме.

Если не касаться применения магнитного компаса, известного еще в глубокой древности и явившегося в известной степени первым магнито-измерительным прибором, то начало практического применения измерений магнитных величин следует отнести к первой половине XIX столетия. В 1833 г. русский акад. Э. Х. Ленц, а несколько позднее Э. Х. Ленц совместно с Б.С. Якоби в своих работах по электромагнетизму впервые применили метод измерения постоянного магнитного потока, основанный на законе электромагнитной индукции. В работе «О законе электромагнита» [52] при исследовании магнитных свойств железа они применяли измерительное устройство, принцип действия которого основывался на том, что две обмотки охватывали железный цилиндр, причем одна из них соединялась с цепью тока, а вторая — с мультипликатором*, удаленным на 15 шагов, который охватывал астатический двойной магнит. При разрыве цепи наблюдалось отклонение магнита. Этот метод сохранил свое практическое значение до настоящего времени (см. § 19.4).

В 1839 г. была опубликована работа Гаусса «Напряженность земной магнитной силы, приведенная к абсолютной мере», в которой дано обоснование абсолютному методу измерения горизонтальной составляющей напряженности магнитного поля Земли, основанному на взаимодействии двух постоянных магнитов, помещаемых в измеряемое магнитное поле. До недавнего времени этот метод был единственным абсолютным методом, используемым для измерения горизонтальной составляющей напряженности магнитного поля Земли в магнитных обсерваториях всего мира.

Далее в обобщенной форме будут рассмотрены: а) методы измерения параметров магнитного поля и соответствующие средства измерений, получившие наибольшее практическое применение; б) методы и средства измерений, применяемые при определении магнитных характеристик ферромагнитных материалов.

Как известно, основной физической величиной, характеризующей магнитное поле в каждой точке, является магнитная индукция. Наряду с этим представляют интерес также такие величины, как поток вектора магнитной индукции (магнитный поток), напряженность магнитного поля и магнитодвижущая сила. Существенно отметить, что измерение потока важно не только само по себе, но и потому, что по измеренному значению потока во многих случаях можно определять расчетным путем индукцию, напряженность поля и м. д. с. Рассматриваемые далее методы измерения параметров магнитного поля основываются на применяемых магнитных преобразователях, в соответствии с чем классифицируются методы измерения.

При определении магнитных свойств магнитных материалов наряду с величинами, характеризующими магнитное поле, приходится

* Прообраз гальванометра

измерять и другие величины, такие как магнитный момент (для характеристики постоянных магнитов), мощность, расходуемую при переменном намагничивании материала, и др. Поэтому в данном случае более целесообразно рассматривать методы и средства измерений применительно к определению тех или иных магнитных характеристик.

Средства измерений, применяемые для измерения магнитных величин, основываются как на методе непосредственной оценки, так и на методах сравнения. Под методом непосредственной оценки в отношении магнитных величин, так же как и неэлектрических величин, понимают такой метод, когда выходная величина магнитного преобразователя измеряется прибором непосредственной оценки. Например, применяя при измерении переменного магнитного потока индукционный преобразователь в виде измерительной катушки, с которой сцепляется измеряемый поток, можно индуктированную в катушке э. д. с. измерять вольтметром. Но можно эту э. д. с. измерять и компенсатором переменного тока. В этом случае метод измерения э. д. с. называют методом сравнения, хотя по отношению к измеряемому потоку его приходится рассматривать как метод непосредственной оценки. Этот метод обеспечивает бо́льшую точность, чем измерение напряжения прибором непосредственной оценки, но погрешность измерения потока ограничена погрешностью магнитного преобразователя. Методом же сравнения в собственном смысле будет являться такой метод, когда две однородные, т. е. магнитные величины, сопоставляются друг с другом непосредственно — прямое сравнение, или через посредство других величин — косвенное сравнение. Так, если неизвестная магнитная индукция сопоставляется с известной магнитной индукцией и по ее значению определяются значения измеряемой индукции, то такой метод относится к категории методов прямого сравнения. В дальнейшем, в качестве примеров, будут рассмотрены средства измерений, основанные на тех и других методах.

Б. Измерение магнитного потока в постоянном магнитном поле

§ 19.4. Индукционно-импульсный метод непосредственной оценки

В постоянном магнитном поле наиболее часто применяют индукционные преобразователи в виде измерительных катушек — стационарных или поворотных (см. § 7.2). В этом случае измеряют либо импульс тока, либо импульс э. д. с., которые возникают при изменении полного потока $\Delta\Psi_X$, сцепляющегося с измерительной катушкой *ИК*, осуществляемом экспериментатором. В соответствии с этим метод измерения называют индукционно-импульсным, а применяемые приборы являются по существу интеграторами.

Применение баллистического гальванометра. Для измерения импульса тока служит гальванометр в баллистическом режиме (баллистический гальванометр *БГ*), присоединяемый к *ИК* (рис. 19.5). Возникающая в *ИК* э. д. с. e при изменении магнитного потока Φ_X уравновешивается падением напряжения и э. д. с. индуктивности, т. е.

$$e = ir + (dLi/dt) = -w(d\Phi_X/dt),$$

где i — мгновенное значение силы тока в цепи; r — сопротивление всей цепи, L — индуктивность цепи; w — число витков ИК.

В отдельных случаях L может зависеть от времени, например при испытании магнитных материалов, когда *ИК* охватывает испытуемый образец магнитного материала (см. § 19.6). Поэтому в общем случае, полагая $Li = \Psi_L$, получим:

$$-w(d\Phi_X/dt) = ir + (d\Psi_L/dt).$$

После интегрирования в пределах времени изменения Φ_X будем иметь

$$w\Delta\Phi_X = rQ + \Delta\Psi_L$$

и

$$\Delta\Phi_X = (rQ/w) + (\Delta\Psi_L/w),$$

если $\Delta\Phi_X$ — конечное изменение потока. Знак минус в левой части уравнения опущен, так как рассматривается абсолютное значение изменения потока.

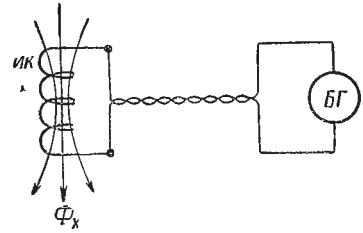


Рис. 19.5

Из теории баллистического гальванометра (см. § 14.4) известно, что $Q = C_Q\alpha_m$, где C_Q — постоянная гальванометра в единицах количества электричества; α_m — первый отброс подвижной части гальванометра. Тогда

$$\Delta\Phi_X = (rC_Q\,\alpha_m/w) + (\Delta\Psi_L/w). \qquad (19.1)$$

Для данного гальванометра и неизменного r значение $C_Q r = C_\Psi$ — постоянная гальванометра в единицах магнитного потока, определяемая экспериментально. Тогда выражение (19.1) принимает вид:

$$\Delta\Phi_X = (C_\Psi\,\alpha_m/w) + (\Delta\Psi_L/w). \qquad (19.2)$$

Обычно вторым членом в (19.2) пренебрегают, и в тех случаях, когда L зависит от времени, это вызывает появление систематической погрешности, которая может быть исключена экспериментальным путем (см. § 19.6). С указанным допущением

$$\Delta\Phi_X = C_\Psi\,\alpha_m/w.$$

Если изменение полного потока $w\Delta\Phi_X = \Delta\Psi_X$ происходит от Ψ_X до нуля, то

$$\Phi_X = C_\Psi\,\alpha_m/w,$$

а если полный поток изменяется от $+\Psi_X$ до $-\Psi_X$, то

$$\Phi_X = C_\Psi\,\alpha_m/2w. \qquad (19.3)$$

Выражение (19.3) является основой индукционно-импульсного метода непосредственной оценки при измерении постоянного магнитного потока с помощью измерительной катушки и баллистического гальванометра.

Применение веберметра. Для измерения импульса э. д. с. применяется особый прибор, называемый веберметром (флюксметром). Существуют два вида веберметров: магнитоэлектрический и фотогальванометрический.

Магнитоэлектрический веберметр представляет собой магнитоэлектрический измерительный механизм, подвижная рамка которого укрепляется на кернах или подвесе, обладающем незначительным кручением (коконовая нить). Ток к обмотке рамки подводится с помощью подводок — также практически безмоментных. Для веберметра характерно очень большое электромагнитное успокоение в обычных условиях, когда он замкнут на измерительную катушку небольшого сопротивления.

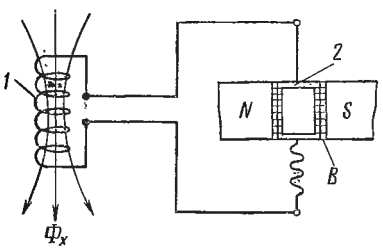


Рис. 19.6.

Акад. В. Ф. Миткевичем предложена теория веберметра, основанная на инерционности магнитного потока, которая наиболее наглядно объясняет принцип действия этого прибора. В замкнутом контуре, в данном случае состоящем из измерительной катушки *1* с числом витков w (рис. 19.6) и обмотки подвижной рамки веберметра *2*, поток, сцепляющийся с контуром, стремится сохранить свое значение неизменным. При изменении измеряемого потока $\Delta\Phi_X$ изменение полного потока

$$\Delta\Psi_X = w\Delta\Phi_X = \int_{t_1}^{t_2} e dt,$$

где e — э. д. с., индуктируемая в измерительной катушке.

На основании вышеуказанного положения имеем:

$$w\Delta\Phi_X = w_{вб}\, s_{вб}\, B\alpha, \qquad (19.4)$$

где $w_{вб}$ и $s_{вб}$ — соответственно число витков и сечение рамки веберметра; B — индукция в воздушном зазоре веберметра; α — угол, на который отклонится рамка веберметра под действием импульса э. д. с.

При этом делается допущение, что на перемещение рамки энергия не затрачивается, т. е. удельный противодействующий момент подвеса $W = 0$, и трение отсутствует, а электрическое сопротивление контура равно нулю.

Из уравнения (19.4) находим:

$$\Delta\Phi_X = w_{вб}\, s_{вб}\, B\alpha / w = C_{вб}\, \alpha, \qquad (19.5)$$

если $w_{вб}s_{вб}B/w = C_{вб}$ — постоянная веберметра в единицах магнитного потока, которая определяется экспериментально.

Таким образом, отклонение указателя веберметра прямо пропорционально изменению потока, т. е. прибор измеряет импульс э. д. с.

и является в этом отношении своеобразным интегратором э. д. с. в отличие от гальванометра, измеряющего импульс тока.

Выражение для $C_{вб}$ не содержит сопротивления цепи веберметра и, казалось бы, $C_{вб}$ не зависит от этого сопротивления. Объясняется это тем, что было сделано допущение о равенстве нулю сопротивления цепи веберметра, благодаря чему электромагнитное успокоение велико и значительно превосходит воздушное успокоение. Зависимость $C_{вб}$ от сопротивления цепи практически становится заметной, когда сопротивление внешней цепи оказывается больше сопротивления самого веберметра. Это является большим достоинством веберметра, так как прибор может иметь градуированную шкалу и при измерении не надо производить градуировку, если, конечно, сопротивление внешней цепи не выходит за допустимые пределы (указывается в паспорте прибора). Важным преимуществом веберметра, по сравнению с баллистическим гальванометром, является также и то, что отклонение веберметра, при неизменном значении $\Delta\Phi_X$, не зависит в широких пределах от скорости изменения измеряемого потока, если только сопротивление внешней цепи не превышает допустимого значения и $W \to 0$.

Так как было принято, что механический противодействующий момент отсутствует ($W = 0$), то, отклонившись, подвижная часть прибора должна оставаться на месте. Однако сделанные допущения, естественно, не могут быть полностью реализованы, а это приводит к тому, что, отклонившись, подвижная часть не остается в этом положении неопределенно долгое время, а сползает с него, хотя и очень медленно, так как практически $W \neq 0$. Детальная теория веберметра разработана А.Г. Калашниковым [53].

Указатель веберметра может занимать любое положение на шкале и только с помощью корректора можно его привести на нуль. В связи с этим в формуле (19.5) под α следует понимать разность $\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$, если α_1 — деление по шкале, на котором находился указатель перед измерением α_2 — то же, после отклонения.

В СССР магнитоэлектрические веберметры изготовляются типов М1119 и М199 на пределы измерения 10 мВб и 500 мкВб при 100 делениях шкалы. Основная погрешность микровеберметра не превышает $\pm 1{,}5\%$ при сопротивлении внешней цепи $\leqslant 50$ Ом; для милливеберметра эта погрешность не превышает $\pm 1{,}0\%$ при сопротивлении внешней цепи $\leqslant 10$ Ом и увеличивается с увеличением этого сопротивления. Сползание указателя микровеберметра не превышает 10% от длины шкалы в течение 20 с при сопротивлении внешней цепи $\leqslant 50$ Ом; у милливеберметра сползание указателя не превышает 2% в течение 5 с при сопротивлении 30 Ом.

Следует указать, что магнитоэлектрические веберметры весьма просты и удобны в эксплуатации, что, вместе с вышеперечисленными достоинствами этих приборов, обеспечило им широкое практическое применение. Вместе с тем чувствительность их уступает чувствительности баллистических гальванометров на один-два порядка.

Задача создания высокочувствительных веберметров успешно решена путем использования фотогальванометрических усилителей.

Фотогальванометрический веберметр представляет собой по существу фотогальванометрический усилитель (см. § 6.9), у которого обратная связь осуществляется по производной с помощью катушки взаимной индуктивности или цепи $C - r$. На рис. 19.7, *а* показана простейшая принципиальная схема веберметра с дифференцирующей цепью $C - r$.

При изменении измеряемого потока Φ_X, сцепляющегося с измерительной катушкой *ИК*, на ее зажимах возникает э. д. с. e_X, и в цепи гальванометра *Г*, замкнутого на *ИК* и сопротивление $r_к$, появляется

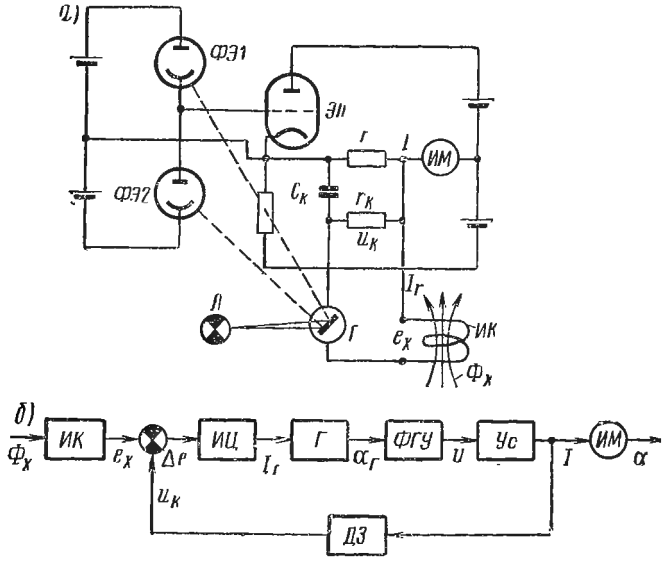


Рис. 19.7

ток $I_г$. Вследствие этого рамка гальванометра вместе с закрепленным на ней зеркалом отклоняется и свет от лампы *Л* перераспределяется между фотоэлементами *ФЭ1* и *ФЭ2*. В результате изменяются сопротивления фотоэлементов и распределение напряжения между ними, а следовательно, и потенциал сетки электронной лампы *ЭЛ*. Анодный ток лампы при этом будет изменяться до тех пор, пока напряжение обратной связи $u_к$ не уравновесит e_X.

На рис. 19.7, *б* изображена структурная схема такого прибора, на которой обозначены: *ИЦ* — измерительная цепь; *Г* — гальванометр; *ФГУ* — фотогальванометрический усилитель; *Ус*— электронный усилитель; *ДЗ* — дифференцирующее звено ($C_к$ и $r_к$); *ИМ* — измерительный механизм выходного прибора.

Полагая $u_к \ll u_C$, если u_C — напряжение на конденсаторе, будем иметь $u_C = Ir$.

Так как ток в цепи конденсатора

$$i_C = C_к (du_C/dt), \text{ то } i_C = C_к r (dI/dt),$$

Тогда

$$u_к = i_C r_к = C_к r_к r (dI/dt).$$

Таким образом

$$u_к = K (dI/dt), \text{ где } K = C_к r_к r.$$

При условии $e_X = u_к$ имеем

$$e_X = K (dI/dt) \quad \text{или} \quad e_X\, dt = w d\Phi_X = K dI,$$

где w — число витков *ИК*.

При конечном изменении потока получим

$$w\Delta\Phi_X = K\Delta I, \qquad (19.6)$$

т. е. по значению тока в измерительном приборе *ИМ* можно судить о значении полного магнитного потока, и *ИМ* может быть градуирован как веберметр в единицах магнитного потока.

При этом следует помнить, что для получения значения изменения измеряемого потока $\Delta\Phi_X$ показание веберметра необходимо разделить на w. Это относится и к магнитоэлектрическому веберметру.

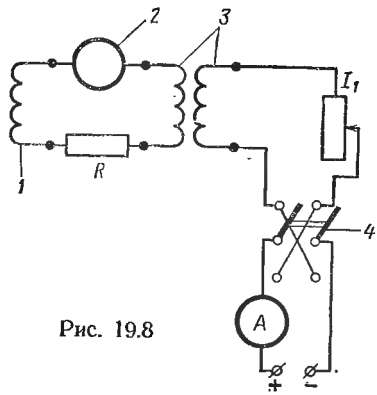


Рис. 19.8

В действительности полной компенсации e_X и $u_к$ не может быть, и соотношение (19.6) справедливо с некоторым приближением, оцениваемым степенью неполной компенсации

$$\Delta e = e_X - u_к.$$

Одним из источников погрешностей фотогальванометрических веберметров является наличие постоянных термо-э. д. с. в цепи гальванометра, вызывающих смещение указателя *ИМ*. Для их компенсации в измерительную цепь вводится регулируемое напряжение от вспомогательного источника. Для установки прибора на нуль дополнительно вводится отрицательная обратная связь по напряжению.

В СССР изготовляются фотогальванометрические многопредельные веберметры типа Ф190 с пределами измерения 2; 5; 10; 20; 50; 100; 500 мкВб с основной погрешностью, в зависимости от предела измерения, ± 1,5 и ±2,5%. Допустимое сопротивление внешней цепи, также в зависимости от предела измерения, не должно превышать 100, 150 и 300 Ом. Время сползания на 1 деление для наименьшего предела составляет 7 с, для других пределов — 20÷60 с.

Градуировка гальванометра и веберметра. Градуировка этих приборов, т. е. определение их постоянной или чувствительности, производится одним и тем же методом при помощи меры магнитного потока. На схеме, представленной на рис. 19.8, *1* — измерительная катушка, которая в дальнейшем используется для измерения потока и включается в цепь гальванометра (веберметра) *2* при его градуировке для

сохранения неизменным сопротивления как при градуировке, так и при измерениях потока (резистор R включается для обеспечения требуемых условий затухания гальванометра и его чувствительности); *3* — мера магнитного потока с известной постоянной K_Ψ в веберах на 1 А тока в первичной обмотке.

Чтобы вызвать отклонение гальванометра (веберметра), переключателем *4* либо выключают ток в первичной обмотке меры потока, либо переключают его направление. Тогда изменение полного потока вторичной обмотки меры потока

$$\Delta\Psi_0 = K_\Psi \Delta I_1 = C_\Psi \alpha_0, \tag{19.7}$$

где ΔI_1 — изменение тока, равное I_1 или $2I_1$; C_Ψ — постоянная гальванометра (веберметра); α_0 — отклонение гальванометра (веберметра).

Отсюда

$$C_\Psi = K_\Psi \Delta I_1/\alpha_0. \tag{19.8}$$

Формулы (19.7) и (19.8) справедливы, если индуктивность измерительной цепи остается постоянной за время изменения потока. В противном случае возникает систематическая погрешность.

§ 19.5. Нулевой индукционно-импульсный метод

В основе этого метода лежит сравнение двух импульсов тока (э. д. с.), причем один из них связан с измеряемым потоком Φ_X, а другой — с известным потоком Φ_0.

Сравнение импульсов можно осуществлять либо путем последовательного встречного включения преобразователей, с которыми связаны сравниваемые потоки, — прямое сравнение импульсов, либо в более сложных электрических цепях — косвенное сравнение через электрические параметры цепи.

Для иллюстрации первого случая воспользуемся схемой, приведенной на рис. 19.8, имея в виду, что теперь с катушкой *1* сцепляется измеряемый поток Φ_X. Для уравновешивания двух импульсов нужно иметь возможность регулировать известный полный поток Ψ_0, что в данной схеме осуществляется изменением тока в первичной обмотке меры магнитного потока *3*. Указателем равенства импульсов служит гальванометр в баллистическом режиме или веберметр с подвижной частью на подвесе. При измерении регулируют Ψ_0 указанным способом до тех пор, пока при одновременном изменении $\Delta\Psi_X$ и $\Delta\Psi_0$ указатель равновесия не будет давать отклонения. Тогда

$$\Delta\Psi_X = w\Delta\Phi_X = \Delta\Psi_0 = K_\Psi \Delta I_1, \tag{19.9}$$

где w — число витков измерительной катушки.

Эта цепь используется и применительно к разностному методу, когда небольшая часть сравниваемых импульсов остается не уравновешенной и определяется по отклонению указателя равновесия. В этом случае:

$$\Delta\Psi_X = \Delta\Psi_0 \pm C_\Psi \alpha = K_\Psi \Delta I_1 \pm C_\Psi \alpha, \tag{19.10}$$

где α — отклонение указателя равновесия.

Схема, приведенная на рис. 19.9, *а*, представляет собой мостовую цепь с указателем равновесия *I* в диагонали моста и иллюстрирует косвенное сравнение. Здесь Ψ_0 может быть нерегулируемым. Равновесие цепи достигается изменением сопротивлений R_X и R_0 или даже одного R_X при $R_0 = \text{const}$. Тогда при равновесии цепи (при одновременном изменении Ψ_X и Ψ_0)

$$\Delta\Psi_X = \Delta\Psi_0 (R_X + R_{\Phi X})/(R_0 + R_{\Phi_0}), \qquad (19.11)$$

где $R_{\Phi X}$ и $R_{\Phi 0}$ — сопротивления соответственно преобразователей *X* и 0.

Подобную цепь целесообразно применять, когда Ψ_X и Ψ_0 мало отличаются друг от друга.

Схема, приведенная на рис. 19.9, *б*, также является мостовой, но указатель равновесия *I* включен в ветвь моста. Здесь уравновешивание цепи производится регулировкой сопротивлений R_1 и R_2. При равновесии цепи

$$\Delta\Psi_X = \Delta\Psi_0 (R_1 + R_2 + R_{\Phi X})/R_1. \qquad (19.12)$$

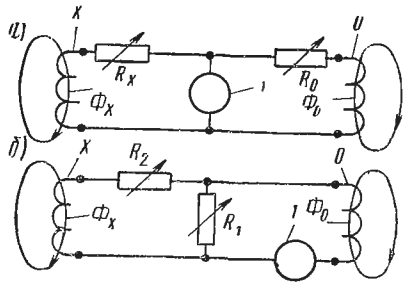


Рис. 19.9

Такая цепь может быть уравновешена, если $\Delta\Psi_X > \Delta\Psi_0$, и ее следует применять в тех случаях, когда сравниваемые потоки заметно различаются между собой.

§ 19.6. Погрешности измерения потока индукционно-импульсным методом

Для метода непосредственной оценки отметим два источника специфических систематических погрешностей.

В теории гальванометра в баллистическом режиме предполагалось, что импульс тока протекает мгновенно, в реальных же условиях этот импульс длится некоторое время $T_и$, и подвижная часть начинает отклоняться до окончания импульса тока. Возникающая от этого погрешность зависит от соотношения между $T_и$ и периодом собственных колебаний гальванометра T_0, от формы импульса и степени успокоения гальванометра. Математический анализ данного вопроса показывает, что погрешность не будет выше 1%, если $T_и \leqslant 0{,}08\, T_0$ для критического режима гальванометра и экспоненциальной формы импульса. В связи с этим рекомендуется применять гальванометр с большим T_0 порядка 15 с. Если пользоваться веберметром, то этот источник погрешности отпадает.

Ранее указывалось, что индуктивность измерительной цепи в отдельных случаях может зависеть от времени. На рис. 19.10, *а* показан примерный характер изменения тока $i_2 = f(t)$ в цепи гальванометра при выключении тока в первичной цепи меры магнитного потока. Если предположить, что перед градуировкой ферромагнитный сердеч-

ник находился в ненамагниченном состоянии, то при возрастании i_2 намагниченность (индукция) будет изменяться по первоначальной кривой намагничивания OA (рис. 19.10, *б*) до точки B, соответствующей току i_{2m}. При спадании же этого тока до нуля индукция в сердечнике будет изменяться по нисходящей ветви гистерезисной петли BC. На рис. 19.10, *б* по оси ординат отложена индукция, а по оси абсцисс — ток i_2, которому пропорциональна напряженность поля.

Таким образом, изменение индукции в сердечнике за время импульса тока i_2 будет равно конечному значению ΔB_2. Вследствие этого изменение полного потока, сцепляющегося с измерительной катушкой, за время изменения потока магнитной меры при градуировке гальванометра не будет равно нулю, и в формуле (19.7) появится дополнительный член (см. формулу 19.2), обусловливающий систематическую погрешность. Чтобы исключить эту погрешность при градуировке гальванометра, предварительно несколько раз размыкают и замыкают первичную цепь магнитной меры при одном и том же значении тока. В этом случае исходным магнитным состоянием сердечника ферромагнитного материала будет точка C (рис. 19.10, *б*). Теперь при последовательном включении и выключении тока изменение магнитного состояния сердечника будет происходить по частным гистерезисным петлям, и в конце концов наступит обратимое магнитное состояние сердечника, характеризуемое замкнутой петлей *b*. В этом случае изменение индукции $\Delta B_2 = 0$. Объективным показателем достижения обратимого состояния сердечника явится воспроизводимость отклонений гальванометра при последовательных выключениях тока.

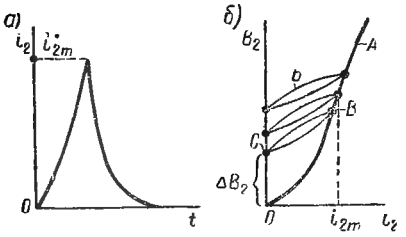


Рис. 19.10

Для нулевого индукционно-импульсного метода характерным источником систематической погрешности является неполное уравновешивание сравниваемых импульсов, что обнаруживается по поведению указателя равновесия—двойной бросок в разные стороны. Полное уравновешивание возможно лишь при одинаковых импульсах тока — одинаковая форма импульсов и одна и та же их продолжительность.

Случайные погрешности измерения при нулевом индукционно-импульсном методе, как это нетрудно установить, анализируя формулы (19.9)÷(19.12), существенно меньше, по крайней мере на порядок, чем в случае метода непосредственной оценки, когда эти погрешности обычно не меньше $\pm 1\%$.

В. Измерение магнитного потока в переменном магнитном поле

§ 19.7. Индукционный метод

Для определения периодически изменяющегося магнитного потока применяют индукционные преобразователи в виде неподвижных измерительных катушек *ИК*, охватывающих измеряемый поток. Изме-

рению подлежит э. д. с., индуктируемая в *ИК*. Если кривая потока симметричная, э. д. с. и амплитуда потока Φ_m связаны соотношением:

$$E = 4k_f f w \Phi_m,$$

где E — действующее значение э. д. с.; k_f—коэффициент формы кривой э. д. с.; f — частота; w — число витков *ИК*, или

$$E_{ср} = 4fw\Phi_m,$$

если $E_{ср}$ — среднее значение э. д. с.

В общем случае, когда кривая потока отличается от синусоиды, требуется измерять $E_{ср}$ и f. Среднее значение э. д. с. измеряется вольтметром средних значений. Если же известно, что кривая потока синусоидальная, можно измерить E, так как в этом случае $k_f = 1{,}11$.

Необходимо иметь в виду, что вольтметры, строго говоря, измеряют напряжение, а не э. д. с., вследствие чего возникает систематическая погрешность и к показанию вольтметра должна быть введена поправка:

$$\Delta U = Ur/r', \tag{19.13}$$

где r и r' — активные сопротивления соответственно *ИК* и вольтметра. Очевидно, что чем меньше отношение r/r', т. е. больше сопротивление внешней цепи по отношению к сопротивлению *ИК*, тем меньше поправка. Следовательно, вольтметры должны обладать большим сопротивлением (малым потреблением). Сказанное в одинаковой мере относится и к измерению среднего значения напряжения.

Применяемые вольтметры должны обладать требуемой точностью при измерении напряжений с сильно искаженной кривой, характеризуемой коэффициентом формы, доходящим до 3,0, что наблюдается при определении потока в ферромагнитном материале. Если требуется определить амплитуду первой гармоники потока, то либо включают соответствующий фильтр, либо применяют компенсатор переменного тока. Последнее предпочтительней, так как измерения на компенсаторе отличаются большей точностью, чем измерения вольтметром, и, кроме того, компенсатор практически измеряет э. д. с.

С помощью вольтметра с управляемым выпрямителем (см. § 6.7), включенным на зажимы *ИК*, можно измерять мгновенные значения магнитного потока и тем самым по точкам определять кривую изменения потока во времени. Э. д. с., индуктируемая в ИК, связана со сцепляющимся с ней потоком известным выражением

$$e = -w(d\Phi/dt),$$

где w — число витков *ИК*.

Интегрируя это выражение за половину периода $T/2$ от некоторого произвольного момента времени t_i до $[t_i + (T/2)]$, получим среднее значение э. д. с. за этот промежуток времени:

$$E_{ср} = 2wf\left(\Phi_{t_i} - \Phi_{[t_i+(T/2)]}\right),$$

где f—частота; Φ_{t_i} и $\Phi_{[t_i+(T/2)]}$—значения потока соответственно в моменты t_i и $[t_i+(T/2)]$.

При симметричной кривой потока

$$\Phi_{[t_i+(T/2)]} = -\Phi_{t_i};$$

тогда

$$E_{ср} = 4wf\Phi_{t_i}.$$

Вольтметр покажет среднее значение напряжения $U_{ср} \approx E_{ср}$. Соответствующая поправка может быть введена по формуле (19.13).

Изменяя фазу управляющего напряжения выпрямителя, т. е. начальный момент t_i, измеряют мгновенное значение потока для любой точки кривой магнитного потока при условии, что кривая симметричная.

Для интегрирования мгновенных значений э. д. с., индуктируемой в ИК, с целью определения магнитного потока применяют также интегрирующие устройства (интеграторы) как пассивные, основанные, как правило, на rC-цепях, так и активные в виде электронных интегрирующих усилителей. Мгновенное значение выходного напряжения интегратора пропорционально (с некоторым приближением) мгновенному значению полного потока, сцепляющегося с ИК. Измеряя амплитудным вольтметром это напряжение, можно определить максимальное значение магнитного потока. В данном случае требуется градуировка вольтметра совместно с интегратором в единицах магнитного потока. Примером применения интегрирующей rC-цепи может служить устройство, описанное в § 20.17, для определения динамических петель перемагничивания с помощью электронного осциллографа.

Г. Определение плотности магнитного потока (индукции)

§ 19.8. Применение индукционных преобразователей

Как в постоянном магнитном поле, так и в переменном поле индукция определяется расчетом, основываясь на измеренном значении магнитного потока и поперечном сечении ИК, с которой сцепляется измеряемый поток индукции. Например, индукцию постоянного магнитного поля можно вычислить, пользуясь выражением (19.3), по формуле:

$$B_X = C_\Psi \alpha_m / 2sw, \qquad (19.14)$$

где s — сечение ИК.

Имеется в виду, что вектор $\overline{B}_X$ совпадает с направлением нормали к плоскости витков ИК. Если это условие не соблюдено, то возникает систематическая погрешность

$$\gamma_{0\alpha} = (B_X \cos\alpha - B_X)/B_X = \cos\alpha - 1,$$

где α — угол между $\overline{B}_X$ и нормалью к плоскости витков ИК.

§ 19.9. Экспериментальное определение напряженности поля

В практике магнитных измерений, особенно при испытании ферромагнитных материалов, требуется знать напряженность намагничивающего поля внутри испытуемого образца. В ряде случаев прибегают к экспериментальному определению напряженности поля. Основываясь на известном положении, что на поверхности раздела двух однородных и изотропных сред с разными значениями магнитной проницаемости касательные составляющие вектора напряженности поля $\bar{H}$ равны, измеряют индукцию в воздухе в непосредственной близости от поверхности образца. Напряженность поля, вычисленная по данным измерения индукции в воздухе, принимается равной напряженности поля внутри образца.

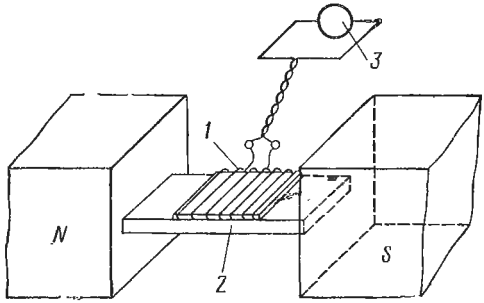


Рис. 19.11

Для этой цели могут быть применены разные магнитные преобразователи, в том числе индукционный преобразователь *1* в виде плоской *ИК* (рис. 19.11), помещаемый, например, на поверхность полосового образца *2*, находящегося между полюсами электромагнита *NS*. Если измерения производятся в постоянном магнитном поле, то обмотка катушки соединяется с баллистическим гальванометром или веберметром *3*. Индукция в воздухе в месте расположения *ИК* измеряется путем удаления *ИК* за пределы поля. Индукция рассчитывается по формуле (19.14), в знаменателе которой отсутствует двойка, а sw — постоянная *ИК*. Особое внимание при этих измерениях должно быть обращено на толщину *ИК*, которая в направлении нормали к поверхности образца была бы возможно малой и чтобы на этом протяжении градиент H был бы небольшим.

§ 19.10. Тесламетры с преобразователем Холла

Приборы непосредственной оценки. Для измерения индукции как постоянного, так и переменного поля широко используются также преобразователи других видов: гальваномагнитные, ферроиндукционные, ядерного магнитного резонанса и др.

На рис. 19.12 приведена принципиальная упрощенная схема, а на рис. 19.13 показан внешний вид прибора типа Е11-7. Прибор предназначен для измерения индукции постоянных магнитных полей в диапазоне от 0,01 до 1,6 Т. Магнитным преобразователем является преобразователь Холла *ПХ*, питаемый переменным током частотой 1000 Гц от *RC*-генератора *Г* через трансформатор *Т*. Э. д. с. Холла $E_{хл}$ измеряется с помощью трехдекадного компенсатора переменного

тока K, который включает в себя делитель напряжения (переключение диапазонов измерения) и питается от генератора $Г$ через резистор R. Компенсирующее напряжение U и э. д. с. Холла $E_{хл}$ в противофазе через резисторы R_1 и R_2 подаются на указатель равновесия, состоящий из полупроводникового усилителя *Ус*, фазочувствительного выпрямителя *ФЧВ* и магнитоэлектрического микроамперметра μA. Таким образом прибор основан на методе косвенного сравнения.

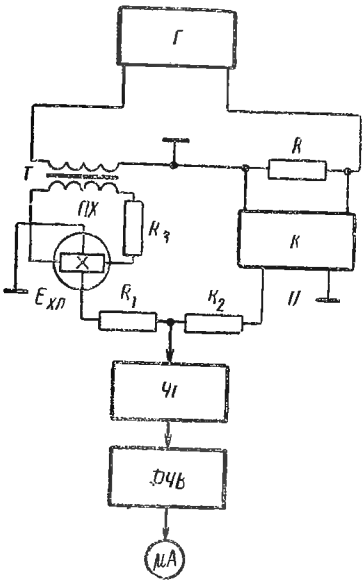


Рис. 19.12

Благодаря тому, что рабочая цепь компенсатора и преобразователь Холла питаются от одного и того же источника, исключается погрешность от нестабильности характеристик генератора. В приборе применяется коррекция температурной погрешности и погрешности от нелинейной зависимости э. д. с. Холла от индукции. Последняя проявляется заметно при относительно больших значениях индукции, поэтому коррекция вводится, начиная с 0,2 Т. Основная погрешность прибора составляет в зависимости от предела измерения и применяемого зонда $\pm 1{,}5 \div 2{,}0\%$. Температурная погрешность в диапазоне $-30 \div +50°$ С не превышает -1% от значения измеряемой индукции $\pm 0{,}0001$ Т на 10° С.

Приборы уравновешивания базируются на методе уравновешивания, т. е. методе прямого сравнения. Например, для измерения малых

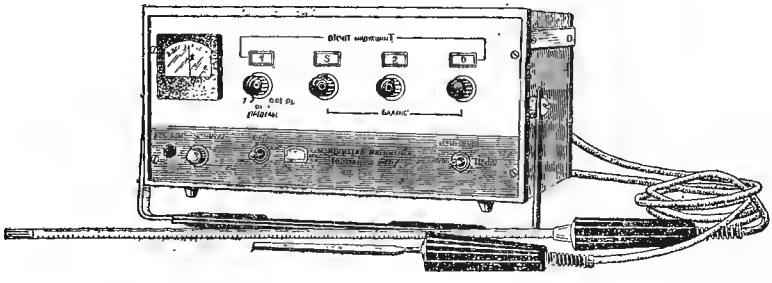


Рис. 19.13

индукций (до 1 мТ) постоянного поля в Институте электродинамики АН УССР разработано устройство, основанное на указанном методе. На рис. 19.14 приведена упрощенная принципиальная схема этого устройства с преобразователем Холла *ПХ*. Преобразователь питается

переменным током. Э. д. с. Холла усиливается усилителем *Ус* и подается на синхронный детектор *СД*, питающий через фильтр r_1C_1 компенсационную катушку *К* с расположенным в ней преобразователем. Вектор индукции $\overline{B}_к$ магнитного поля, создаваемого катушкой *К*, направлен противоположно вектору измеряемой индукции $\overline{B}_x$ и уравновешивает его. Ток *I*, отсчитываемый по прибору *П* и проходящий по катушке *К*, является мерой индукции $B_к = B_x$.

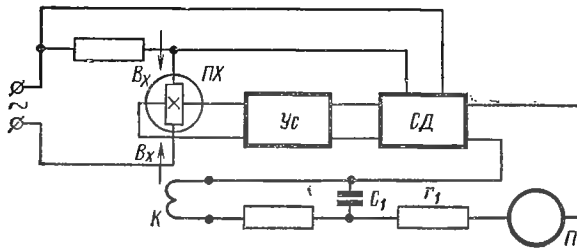


Рис. 19.14

На этом же принципе строятся приборы уравновешивания для измерения индукции с помощью ферроиндукционных преобразователей (феррозондов).

§ 19.11. Тесламетры с преобразователем ядерного магнитного резонанса (ЯМР)

Для измерения магнитной индукции по методу ЯМР широко применяются измерительные цепи с автодинными *RC*-генераторами. Один из вариантов измерительной цепи с автоматической подстройкой частоты генератора на частоту прецессии ядер приведен на рис. 19.15.

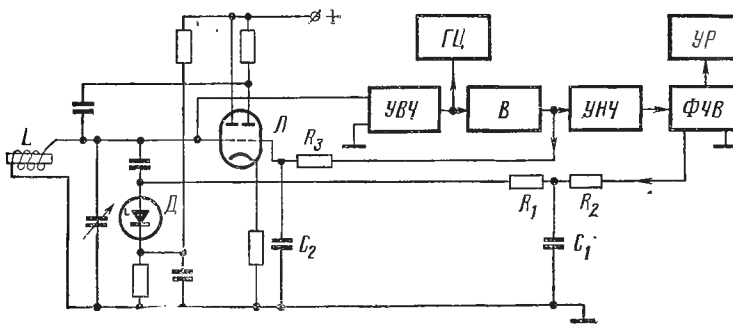


Рис. 19.15

Обмотка *L* преобразователя ЯМР используется в качестве индуктивности колебательного контура генератора, который выполнен на двойном триоде *Л*. В качестве управляемой емкости используется кремние-

вый стабилитрон *Д*, на который через фильтр (R_1, R_2, C_1) подается управляющее напряжение с выхода фазочувствительного выпрямителя *ФЧВ*.

Напряжение высокой частоты с колебательного контура подается на усилитель высокой частоты *УВЧ*, выпрямляется выпрямителем *В* и после усиления по низкой частоте усилителем *УНЧ* подается на *ФЧВ*. На выходе *ФЧВ* включен указатель резонанса *УР*, в качестве которого используется магнитоэлектрический прибор с нулем по середине. Для стабилизации напряжения высокочастотных колебаний напряжение с выхода выпрямителя *В* через цепь R_3, C_2 с большой постоянной времени подается на правую сетку лампы *Л*.

Если частота генератора отклоняется от резонансной, то на выходе *ФЧВ* появляется постоянное напряжение (одной или другой полярности), под действием которого изменяется емкость стабилитрона *Д* в такой мере, чтобы частота генератора соответствовала частоте резонанса. Резонансная частота наблюдается по герцметру *ГЦ*.

§ 19.12. Магнитные компараторы

К средствам измерений индукции постоянного магнитного поля относятся магнитные компараторы одновременного или разновременного, прямого или косвенного сравнения. Компараторы одновременного косвенного сравнения имеют два идентичных по принципу действия и характеристикам преобразователя, один из которых помещается в измеряемое поле, второй — в поле с известной индукцией. В компараторах разновременного сравнения имеется один преобразователь, помещаемый поочередно в измеряемое и известное поле. По принципу действия преобразователи могут быть различными: электромеханическими, индукционными, гальваномагнитными. Для метода одновременного косвенного сравнения лучшие результаты в отношении точности следует ожидать, применяя индукционные или электромеханические преобразователи. Для метода одновременного прямого сравнения используются гальваномагнитные (Холла) и ферроиндукционные преобразователи.

На кафедре информационно-измерительной техники ЛПИ разработано несколько типов компараторов одновременного косвенного сравнения. В каждом из таких компараторов должно быть устройство, создающее стабильное магнитное поле с известной индукцией, т. е. мера магнитной индукции. В компараторах ЛПИ для контроля значения индукции, воспроизводимой мерой, применяется преобразователь ЯМР — ядерного магнитного резонанса (см. § 7.4), располагаемый в поле меры магнитной индукции вблизи преобразователя компаратора. Это позволяет с большой точностью следить за стабильностью меры индукции.

На рис. 19.16 изображена обобщенная упрощенная структурная схема компараторов одновременного косвенного сравнения в сочетании с методом ЯМР. Входными величинами двух измерительных преобразователей $ИП_1$ и $ИП_2$ являются индукции B_0 (известная) и B_X

(измеряемая). Выходные величины этих преобразователей η_0 и η_X, пропорциональные B_0 и B_X, уравновешиваются до значения $\Delta\eta = \eta_0 - \eta_X$, определяемого чувствительностью преобразователя сравнения *ПС*. Уравновешивание осуществляется путем регулирования значения B_0 меры магнитной индукции *МИ*. Регулирование производится управляющим устройством *УУ*, связанным с *ПС*. После уравновешивания значение B_0 измеряется аппаратурой ЯМР с цифровым герцметром *ЦГЦ*.

В качестве иллюстрации на рис. 19.17 схематически изображен электромеханический компаратор с двумя магнитоэлектрическими преобразователями. Преобразователем сравнения является зеркало, укрепленное на оси, связывающей рамки преобразователей. Управляющее устройство — фотосопротивление *ФС* — подключено через усилители к обмотке электромагнита (мера индукции *МИ*) [54]. Компараторы с успехом применяются, в частности, для изучения стабильности магнитной индукции магнитных систем с постоянными магнитами.

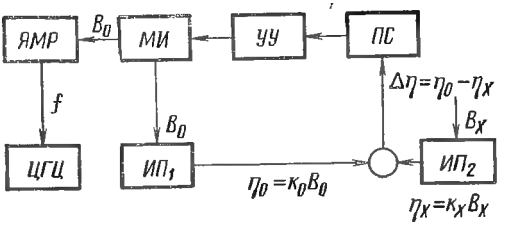


Рис. 19.16

Анализ погрешностей компараторов одновременного косвенного сравнения показывает, что среднеквадратическая погрешность относительных измерений может быть снижена до 0,02%.

Рассмотренные компараторы можно применять и для абсолютных измерений индукции, но это требует точного определения коэффициента преобразования

$$K = B_X / B_0.$$

Для измерения индукции переменного магнитного поля могут быть использованы компараторы с гальваномагнитными преобразователями, обладающими малой частотной погрешностью. Положим, что в компараторе разновременного сравнения применен преобразователь, основанный на эффекте Гаусса. Преобразователь включают в одно из плеч моста постоянного тока и помещают в переменное поле, индукцию которого требуется измерить. Мост уравновешивают с помощью сопротивлений других плеч. Затем преобразователь переносят в постоянное поле и, изменяя его индукцию, снова добиваются равновесия моста, не меняя сопротивлений остальных плеч моста. В данном эксперименте используется косвенный метод сравнения замещением. Тогда индукция переменного поля (среднеквадратическое значение) будет равна индукции постоянного поля.

Индукция постоянного поля должна быть по возможности точно измерена, так как от нее в основном зависит точность измерения индукции переменного поля. Здесь, как и в рассмотренных компараторах одновременного сравнения, рационально применить метод ЯМР.

Естественно, что погрешность определения индукции переменного поля будет зависеть также и от других погрешностей, присущих данному методу. Изменение условий эксперимента при двух уравновешиваниях моста, нестабильность элементов измерительного устройства, порог чувствительности указателя равновесия моста, влияние частоты также могут являться причинами погрешностей измерения.

Рассмотренные методы и средства измерений достаточно хорошо изучены применительно к измерению в средних и относительно слабых полях, индукция которых не превосходит 2÷3 Т. Отдельные виды пре-

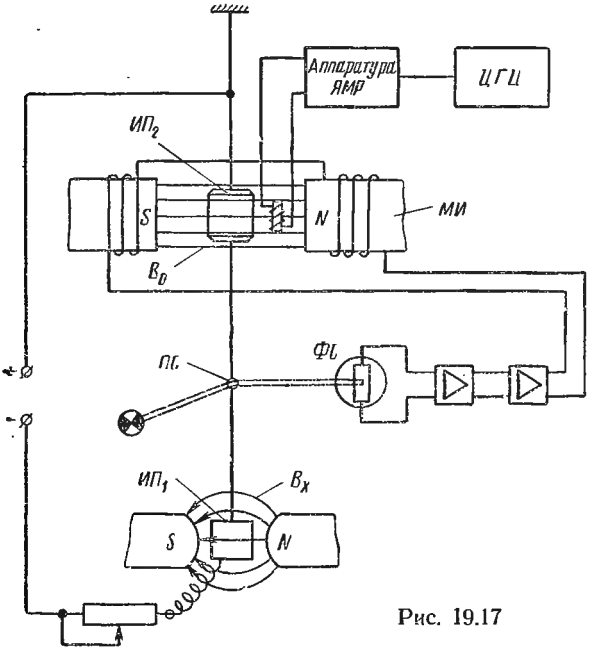


Рис. 19.17

образователей, как, например, индукционные, гальваномагнитные, применимы и для измерения бо́льших индукций. Однако возникающие при этом погрешности, обусловленные разными причинами (изменение вида уравнения преобразования, влияние температуры и других факторов), могут не удовлетворять требованиям практики. Поэтому в каждом частном случае вопрос о применении тех или иных преобразователей должен быть тщательно рассмотрен. Обзор методов измерения магнитной индукции сильных магнитных полей дан в [55].

Измерения в слабых магнитных полях (потоки порядка 10^{-10} Вб и ниже и индукции порядка 10^{-8} Т и ниже) также представляют сложную задачу, главным образом из-за недостаточной чувствительности существующих средств измерений и влияния посторонних магнитных полей.

Методы и средства поверки приборов для измерения магнитной индукции регламентированы ГОСТ 14172—69 (см. также [56]).

§ 19.13. Тесламетры, использующие эффекты сверхпроводимости

Сверхпроводимость, как известно, проявляется в том, что у металлов, многих металлических сплавов и некоторых полупроводников при охлаждении их до некоторой температуры, называемой критической, исчезает сопротивление электрическому току. Критические температуры лежат ниже 20° К, а часто даже ниже 5° К. Было установлено также, что внешнее магнитное поле не может проникать в некоторый объем, ограниченный сверхпроводящим слоем, что обусловлено экранирующим действием токов в этом слое.

В 1961 г. Долл и Нейбауер, а также Дивер и Фербенк экспериментально подтвердили явление квантования магнитного потока внутри сверхпроводящего кольца, состоящее в том, что внутри кольца магнитный поток должен принимать значения, кратные $\Phi_0 = h/2e = 2{,}1 \cdot 10^{-15}$ Вб, где Φ_0 — квант магнитного потока; h — постоянная Планка; e — заряд электрона.

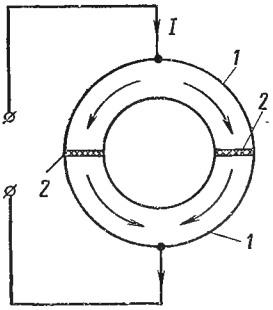


Рис. 19.18

В 1962 г. Джозефсон предсказал явления, названные в дальнейшем эффектами Джозефсона на постоянном и переменном токе. Первое заключается в том, что через два сверхпроводника, разделенных тонким слоем диэлектрика, может протекать ток без падения напряжения на диэлектрике. Второе явление состоит в том, что если через узел (сверхпроводник — диэлектрик — сверхпроводник) постоянный ток превысит некоторое значение, называемое критическим, то на узле появится напряжение, сопровождаемое излучением высокочастотных электромагнитных волн. Это указывает на наличие в узле переменного тока. Узел сверхпроводник — диэлектрик — сверхпроводник получил название узла Джозефсона [57].

Зиммерман и Сильвер впервые провели экспериментальное исследование двух идентичных узлов Джозефсона, соединенных параллельно и образующих кольцо (рис. 19.18). Обозначения на рисунке: *1* — сверхпроводник; *2* — диэлектрик. Было обнаружено, что критический ток, т. е. ток, при котором на узлах появляется напряжение, является периодической функцией внешнего магнитного потока Φ, пронизывающего площадь кольца, причем период изменения тока равен кванту магнитного потока Φ_0, т. е.

$$I = 2I_m \cos \pi |\Phi/\Phi_0| .$$

Напряжение U, возникающее в этой системе (при токе, близком к критическому), также имеет периодический характер в зависимости от изменений внешнего магнитного потока Φ (рис. 19.19).

Таким образом, приведенная система может рассматриваться как новый вид магнитного преобразователя — типа магнитоэлектрических

преобразователей (назовем его преобразователем Джозефсона), используемого для измерения индукции постоянного магнитного поля. Этот преобразователь может быть применен при построении приборов как непосредственной оценки, так и приборов прямого сравнения для измерения магнитной индукции. В первом случае производится реги-

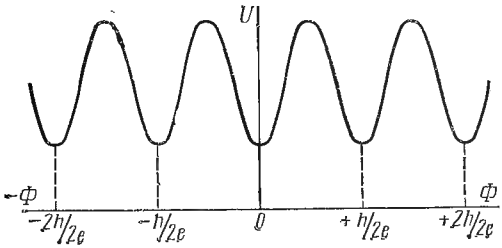


Рис. 19.19

страция числа периодических изменений напряжения при изменении магнитного потока, действующего на преобразователь, т. е. счет квантов магнитного потока.

В приборах сравнения преобразователь Джозефсона выполняет функции преобразователя уравновешивания при автоматическом уравновешивании изменений измеряемой индукции и индукции известной.

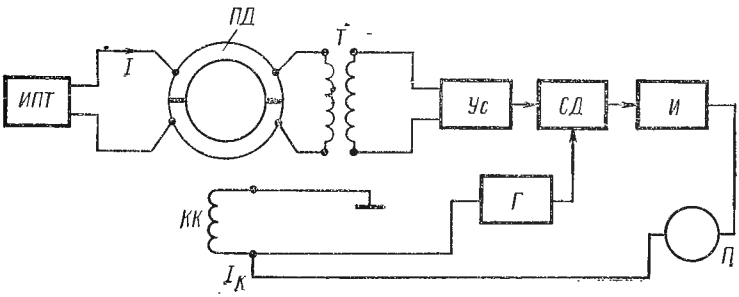


Рис. 19.20

Принципиальная упрощенная схема одного из вариантов тесламетра, основанного на применении преобразователя Джозефсона в схеме уравновешивания, изображена на рис. 19.20. Через преобразователь Джозефсона *ПД* пропускают ток смещения от источника постоянного тока *ИПТ*, примерно равный или несколько больший критического значения. Вектор индукции измеряемого постоянного магнитного поля направлен перпендикулярно плоскости кольца (узла Джозефсона). В том же направлении на *ПД* действует синусоидальное модулирующее поле, создаваемое катушкой *КК* (*ПД* помещается в катушку). Выходное напряжение с *ПД* через трансформатор *Т* подается на усилитель

Ус и затем на синхронный детектор *СД*. Частота модулирующего поля и частота управляющего напряжения *СД* одинаковые, так как катушка *КК* и синхронный детектор *СД* получают питание от одного и того же генератора *Г*. Выпрямленный ток после *СД* подается на интегрирующий усилитель *И* и после него через измерительный прибор *П* поступает в компенсационную катушку *КК*. Эта катушка компенсирует изменение индукции измеряемого поля относительно рабочей точки, которая обычно выбирается на склоне кривой $U = f(\Phi)$.

Ток $I_к$ и постоянная компенсирующей катушки *КК* позволяют рассчитать значение индукции, создаваемой катушкой, и мерой изменения индукции измеряемого поля может являться показание прибора *П*, градуированного в единицах индукции. По данным авторов, описанный тесламетр имеет порог чувствительности 10^{-12} Т.

Глава XX

ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

А. Некоторые сведения о магнитных характеристиках материалов

§ 20.1. Общие соображения

В технической практике и научных исследованиях наиболее широкое применение получили ферромагнитные материалы и вещества; в данной главе будут рассмотрены их характеристики, а также методы и средства для измерения этих характеристик.

Существует большое число видов и разновидностей ферромагнитных материалов, имеющих практическое применение, что объясняется различным назначением этих материалов и предъявляемыми к ним требованиями в отношении характеристик. Здесь будут рассмотрены лишь те характеристики, которые имеют более общее и практически наиболее важное значение.

Все ферромагнитные материалы принято делить на магнитномягкие и магнитнотвердые. Первые характеризуются более высокой магнитной проницаемостью в слабых и средних полях до области технического насыщения, малыми гистерезисными потерями (малая коэрцитивная сила). Магнитнотвердые материалы обладают относительно меньшей магнитной проницаемостью, большими гистерезисными потерями (большая коэрцитивная сила). Они, как правило, применяются для изготовления постоянных магнитов — источников постоянного магнитного поля, достаточно устойчиво сохраняющих свою намагниченность.

Обоим видам ферромагнитных материалов можно дать общее наименование — сильномагнитные материалы, в отличие от слабомагнитных материалов, относительная максимальная магнитная проницаемость которых не превосходит 1,5. Как магнитнотвердые, так и, особенно, магнитномягкие материалы имеют много разновидностей в зависимости от областей применения и в соответствии с этим характеризуются специфическими свойствами. Например, имеются материалы с гистерезисной петлей, близкой к прямоугольнику (материалы с прямоугольной петлей гистерезиса *ППГ*), широко применяемые в устройствах вычислительной техники. Существуют материалы с высоким значением магнитной проницаемости (относительная проницаемость составляет десятки тысяч и выше) в относительно слабых полях, так называемые высокопроницаемые материалы типа «пермаллой», и ряд других материалов.

Помимо этого, применяются материалы с особыми свойствами, например термомагнитные — с резкой зависимостью магнитной проницаемости от температуры — или магнитострикционные — с сильно выраженной магнитострикцией и др.

Когда речь идет о магнитных характеристиках материала или вещества, то имеется в виду, что эти характеристики определяются опытным путем на тех или иных образцах испытуемого материала.

Магнитные характеристики в сильной степени зависят от предшествующего магнитного состояния образца («магнитная история образца») и условий его намагничивания. Под условиями намагничивания в данном случае понимается, в каком поле — постоянном, переменном периодическом или импульсном — или же при одновременном действии постоянного и переменного полей происходит намагничивание образца.

Имея в виду практическое применение магнитных материалов, целесообразно магнитные характеристики разделить на две группы: статические, определяемые в постоянном магнитном поле, и динамические, определяемые в переменных полях. Строго говоря, характеристиками собственно материала являются только статические, динамические же характеристики определяются многими факторами, помимо свойств материала, такими как частота напряженности переменного намагничивающего поля, форма кривой индукции и напряженности поля, размер образца в направлении, перпендикулярном направлению вектора напряженности поля. Однако для расчета электромагнитных механизмов переменного тока важно знать поведение магнитного материала при переменном намагничивании, для чего требуется определение динамических характеристик.

§ 20.2. Статические характеристики

Главнейшими статическими характеристиками являются начальная кривая намагничивания, или основная кривая намагничивания, и симметричная предельная гистерезисная петля. Начальная кривая намагничивания представляет собой зависимость магнитной индукции от напряженности намагничивающего поля $B = f(H)$ (рис. 20.1, кривая OA), которая получена на образце, предварительно размагниченном, при монотонном увеличении напряженности поля. На практике чаще пользуются основной кривой намагничивания [также $B = f(H)$] как геометрическим местом вершин симметричных гистерезисных петель (рис. 20.2).

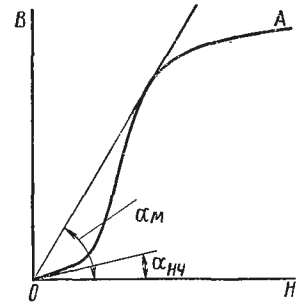


Рис. 20.1

Из основной кривой намагничивания определяются значения нормальной магнитной проницаемости $\mu = B/H$ для разных значений B или H. Начальный участок этой кривой соответствует области начальной магнитной проницаемости

$$\mu_{нч} = \lim_{H \to 0} (B/H),$$

или графически определяется как $\mathrm{tg}\alpha_{нч}$ (см. рис. 20.1).

Практически для определения $\mu_{нч}$ измеряют магнитную проницаемость при очень малых напряженностях поля и, экстраполируя полученную зависимость $\mu = f(H)$ до пересечения с осью ординат, находят

$\mu_{нч}$ (рис. 20.3). Эта характеристика служит для оценки материалов, работающих в условиях слабого намагничивания. Следующий участок кривой $B = f(H)$ характеризуется областью максимальной проницаемости $\mu_м$. Графически ее значение может быть определено как $tg\alpha_м$ (см. рис. 20.1).

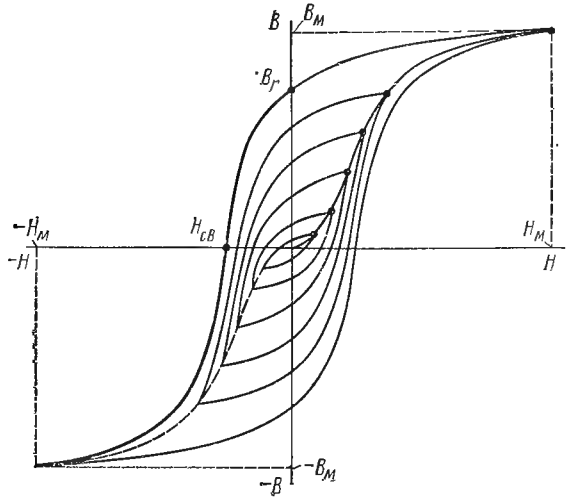


Рис. 20.2

Практическое значение при оценке свойств ферромагнитных материалов имеют и другие виды магнитной проницаемости. Положим, что магнитное состояние материала характеризуется точкой A на основной кривой намагничивания (рис. 20.4, *а*). Если теперь несколько увеличить напряженность поля на величину $+\Delta H_1$, то индукция увеличится на $+\Delta B_1$ по основной кривой и магнитное состояние будет определяться точкой C. Отношение $+\Delta B_1$ к $+\Delta H_1$ называется средней магнитной проницаемостью (приращения):

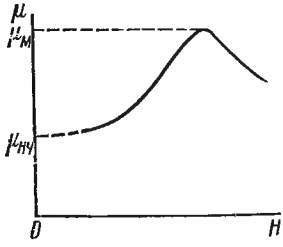


Рис. 20.3

$$\mu_\Delta = +\Delta B_1 / +\Delta H_1.$$

Если же уменьшить напряженность поля на величину $-\Delta H_2$, то изменение магнитного состояния будет происходить по нисходящей ветви частной гистерезисной петли до точки D и индукция изменится на величину $-\Delta B_2$. В этом случае также отношение

$$\mu_\Delta = -\Delta B_2 / -\Delta H_2$$

будет являться средней магнитной проницаемостью (убывания).

При малых изменениях $\Delta H \to 0$ имеем дифференциальную магнитную проницаемость

$$\mu_д = \frac{dB}{dH} = \frac{d(\mu H)}{dH} = \mu + H\frac{d\mu}{dH},$$

где μ — нормальная проницаемость для точки A.

В ряде случаев материал работает при сложном намагничивании, когда, например, на постоянное поле напряженностью H_- (точка A на рис. 20.4, *б*) накладывается переменное поле, напряженность которого $\Delta H \ll H_-$ и изменяется от $+\Delta H$ до $-\Delta H$. В этом случае изменение магнитного состояния протекает по частной гистерезисной петле с вершинами C и D и применяется понятие обратимой проницаемости:

$$\mu_r = \lim_{\Delta H \to 0}(\Delta B / 2\Delta H),$$

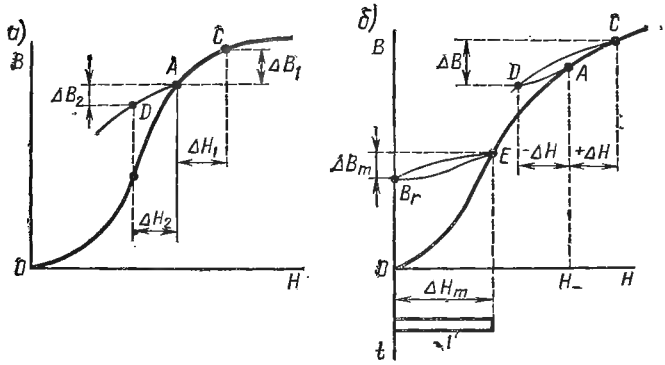


Рис. 20.4

так как при малых ΔH частная гистерезисная петля практически превращается в прямую линию, и процесс изменения магнитного состояния протекает обратимо.

Понятия средней, дифференциальной и обратимой проницаемостей применимы для любых точек основной кривой намагничивания и гистерезисных петель.

Гистерезисные петли можно получить для любых значений наибольшей напряженности поля H, соответствующей вершине петли. Однако более определенные параметры, характеризующие гистерезисную петлю, находят из предельной петли, полученной для такого значения H, когда при дальнейшем его увеличении параметры петли практически уже не изменяются. Из предельной гистерезисной петли находят остаточную индукцию материала B_r и коэрцитивную силу H_{cB} (напряженность поля, при которой $B = 0$).

Гистерезисная петля может быть построена так же как зависимость намагниченности материала $J = f(H)$. В этом случае коэрцитивная сила H_{cJ}, т. е. напряженность поля, при которой J равна нулю, будет отличаться от H_{cB} (рис. 20.5). Об этом приходится говорить, так как одни методы измерения коэрцитивной силы дают H_{cJ}, а другие H_{cB}.

Для магнитномягких материалов разница между H_{cJ} и H_{cB} не имеет практического значения, для современных же магнитнотвердых и некоторых специальных материалов расхождение между указанными величинами может быть достаточно заметным. Особенно это ощутимо для материалов, у которых относительно небольшая B_r и большая коэрцитивная сила.

Для магнитнотвердых материалов наиболее важное значение имеет участок предельной гистерезисной петли во втором квадранте (левая часть диаграммы на рис. 20.6), называемый кривой размагничивания. На рис. 20.6 индукция B_r является остаточной индукцией материала, т. е. остаточной индукцией в замкнутой магнитной цепи из испытуемого материала, когда напряженность намагничивающего поля сведена к нулю. У магнита же, изготовленного из этого материала, остаточная индукция в нейтральном сечении, некоторая B_d, будет меньше B_r, так как магнит всегда имеет воздушный зазор (разомкнутая магнитная цепь), и магнитный поток замыкается не только по телу магнита, но и по воздуху, т. е. по пути с увеличенным магнитным сопротивлением.

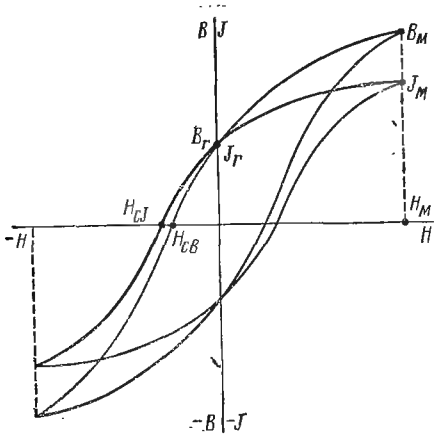


Рис. 20.5

Естественно, что при одной и той же внутренней м. д. с. поток в магните, а следовательно, и индукция, будут меньше, чем в замкнутой цепи. Индукцию B_d называют остаточной индукцией магнита; она зависит, для данного материала, от формы и размеров магнита и воздушного промежутка. В частности, чем больше длина воздушного промежутка по отношению к длине магнита (для данного сечения), тем меньше B_d, и обратно. Одной из характеристик магнита в этом случае служит величина

$$N_B = H_d / B_d,$$

называемая коэффициентом размагничивания магнита (по индукции в нейтральном сечении).

Имея кривую размагничивания, можно для каждой ее точки вычислить магнитную энергию $BH/2$ единицы объема, которую может дать магнит, если его магнитное состояние будет характеризоваться какой-либо точкой на кривой размагничивания. В правой части диаграммы рис. 20.6 построена кривая $BH/2 = f(B)$, имеющая максимум. Эта величина $(BH/2)_{max}$ является важным параметром магнитнотвердого материала, так как чем больше максимальная внешняя магнитная энергия, которую можно получить от единицы объема материала, тем

меньший объем материала потребуется для получения определенного значения энергии в воздушном зазоре магнита.

В процессе эксплуатации магнит или система с магнитом может подвергаться воздействию внешних магнитных полей, температуры, вибраций и пр. Изменения магнитного состояния под воздействием влияющих величин происходят по гистерезисным петлям как предельной, так и частным, вершины которых располагаются на кривой размагничивания. Если, положим, на магнит действует постоянное размагничивающее поле напряженностью $H_р$, то во время действия этого поля магнитное состояние магнита изменится по кривой размагничивания и

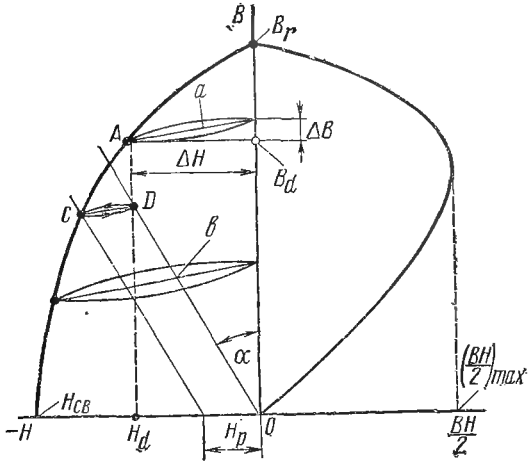


Рис. 20.6

будет определяться точкой C (рис. 20. 6). Если теперь размагничивающее поле устранить, то магнитное состояние магнита изменится по частной гистерезисной петле от точки C до точки D на прямой OA. Повторное воздействие постоянным полем напряженностью $H_р$ будет сопровождаться изменением магнитного состояния магнита по нисходящей ветви частной гистерезисной петли из точки D в точку C (строго говоря, возвращение в точку C будет иметь место после многократных воздействий $H_р$). Подобные частные циклы в данном случае называются кривыми возврата. Как следует из сказанного ранее, наклоны кривых возврата с вершинами в разных точках кривой размагничивания также являются важной характеристикой материала для обоснования поведения магнита. Практически определяют наклон прямых возврата, соединяющих вершины кривых возврата, лежащих на кривой размагничивания и на оси ординат (см рис. 20.6; прямые возврата a и b), как отношение

$$\Delta B/\Delta H = \mu_\Delta,$$

являющееся средней магнитной проницаемостью.

Для материалов с прямоугольной петлей гистерезиса *ППГ*, помимо B_r и H_c, важное значение имеют следующие параметры: коэффициент прямоугольности гистерезисной петли $K_п = B_r/B_м$ (рис. 20.7); напряженность поля старта $H_{ст}$, при которой начинается резкое изменение индукции в материале (второй и четвертый квадранты петли); напряженность поля финиша $H_ф$, при которой заканчивается резкое изменение индукции (первый и третий квадранты). Напряженность $H_{ст}$ определяется обычно на уровне $0{,}9B_r$, а $H_ф$ — на уровне B_r.

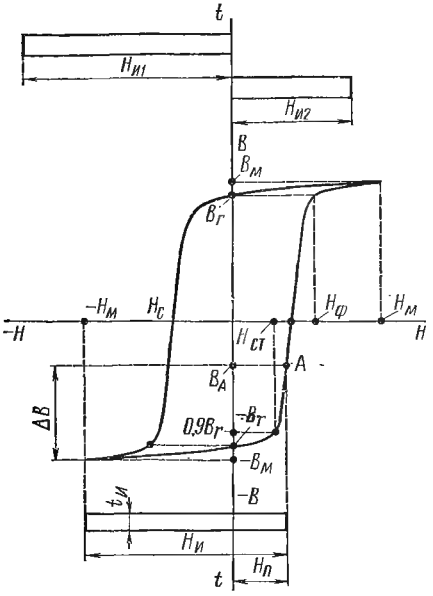


Рис. 20.7

§ 20.3. Динамические характеристики

При намагничивании образца ферромагнитного материала переменным периодически изменяющимся магнитным полем в образце возникают вихревые токи и связанный с этим поверхностный эффект. В результате в сечениях, перпендикулярных направлению вектора напряженности намагничивающего поля, распределение магнитной индукции и напряженности поля оказывается неравномерным. А так как значения вихревых токов зависят от частоты намагничивающего поля, то, очевидно, и намагничение образца при разных частотах будет различным. Поверхностный эффект зависит также от формы кривой напряженности намагничивающего поля (наличия высших гармоник) и размеров образца в направлении, перпендикулярном направлению вектора напряженности намагничивающего поля.

Вследствие этого при измерении магнитных характеристик приходится говорить об усредненном по сечению значении индукции. При расчете напряженности поля по намагничивающему току ее значение также будет некоторым усредненным. Если же напряженность поля экспериментально измеряется с помощью, например, измерительной катушки, расположенной на поверхности образца (см. § 19.9), то ее значение окажется наибольшим, так как напряженность поля убывает от поверхности к оси образца.

Мгновенные значения напряженности поля, так же как и индукции, являются функциями времени. Вследствие явления гистерезиса и нелинейности процесса намагничивания кривые изменения во времени индукции и напряженности поля в общем случае не являются чисто синусоидальными, а содержат высшие гармоники. Таким образом, при переменном периодическом намагничивании ферромагнитно-

го материала его магнитное состояние изменяется по симметричной динамической петле, подобной гистерезисной петле при статическом (или квазистатическом) намагничивании, и за период изменения напряженности намагничивающего поля описывается полная петля.

Основной характеристикой при переменном намагничивании следует считать абсолютную комплексную магнитную проницаемость $\dot{\mu}_\sim$, понятие о которой впервые введено советским ученым В. К. Аркадьевым:

$$\dot{\mu}_\sim = \dot{B}_m/\dot{H}_m = \mu_\sim e^{-j\psi} = \mu_1 - j\mu_2 = \mu_\sim \cos\psi - j\mu_\sim \sin\psi,$$

где $\dot{B}_m$ и $\dot{H}_m$ — комплексные амплитуды эквивалентных синусоид индукции и напряженности поля; ψ — угол запаздывания по фазе эквивалентной синусоиды индукции от эквивалентной синусоиды напряженности поля, связанный с потерями энергии в материале; μ_1 — консервативная, или «упругая», составляющая проницаемости, характеризующая обратимые процессы при намагничивании; μ_2 — консумптивная, или «вязкая», составляющая проницаемости, связанная с необратимым процессом (потери на гистерезис); $\mu_\sim$ — модуль комплексной проницаемости ($\mu_\sim = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2}$), равный отношению амплитуд эквивалентных синусоид: $\mu_\sim = B_m/H_m$.

Пользуясь комплексной проницаемостью, следует иметь в виду, что реальные кривые индукции и напряженности поля заменяются эквивалентными синусоидами, а это связано с заменой реальной петли гистерезиса эллипсом, эквивалентным ей по площади.

Исходя из требований практики, модуль комплексной проницаемости может быть определен тремя разными выражениями в зависимости от того, по какому признаку эквивалентности синусоидам заменяются реальные кривые индукции и напряженности поля:
если заменяются синусоидами, эквивалентными по действительным амплитудам B_m и H_m реальных кривых, то

$$\mu_{\sim m} = B_m/H_m;$$

если заменяются синусоидами, эквивалентными по первым гармоникам, то

$$\mu_{\sim 1} = B_{m1}/H_{m1},$$

где B_{m1} и H_{m1} — амплитуды первых гармоник.

Применяется также выражение

$$\mu_{\sim e} = B_{me}/H_{me},$$

в котором

$$B_{me} = E/4{,}44 f w_2 s, \quad H_{me} = \sqrt{2}\, w_1 I/l,$$

где E — действующее значение э. д. с. в измерительной обмотке, имеющей w_2 витков; I — действующее значение тока в намагничивающей обмотке, имеющей w_1 витков; s — сечение образца; l — длина магнитной цепи образца (имеется в виду замкнутая цепь из испытуемого материала); f — частота.

Определяя ряд значений B_m, B_{m1} или B_{me} при различных значениях амплитуды напряженности поля (соответственно H_m, H_{m1} или H_{me}), получают функциональную зависимость индукции от напряженности поля, подобно статической основной кривой намагничивания. Такие кривые называют динамическими кривыми намагничивания, которые, в силу сделанных ранее замечаний, будут отличаться от статических кривых.

Подобно гистерезисным петлям при статическом намагничивании требуется определять также динамические петли, т. е. зависимость $B_t = f(H_t)$, где B_t и H_t — мгновенные значения для разных B_m или H_m. Площадь этих петель пропорциональна потерям не только на гистерезис, но и на вихревые токи, и дополнительным потерям, связанным с магнитной вязкостью.

Не менее важной характеристикой при переменном намагничивании являются потери энергии в испытуемом материале. Потери, как уже говорилось, в общем случае содержат три составляющие: на гистерезис, на вихревые токи и дополнительные потери. Экспериментально измеряются полные потери P_Φ в зависимости от максимального значения индукции $P_\Phi = f(B_m)$ и при разных частотах. Это позволяет также определить составляющие потерь. Потери, отнесенные к единице массы испытанного образца, называются удельными потерями. Для характеристики потерь некоторых видов материалов, главным образом магнитодиэлектриков и ферритов, используемых в устройствах, работающих на переменном токе повышенной и высокой частоты, пользуются либо величиной активного сопротивления r_Φ, эквивалентного потерям, либо величиной тангенса угла потерь:

$$\operatorname{tg}\delta = r_\Phi/\omega L,$$

где L — индуктивность образца с обмоткой; ω — круговая частота.

Указанные материалы, как правило, работают в области слабых магнитных полей (область Рэлея), где угол потерь мал и можно считать, что тангенс угла полных потерь равен сумме тангенсов углов составляющих потерь. Основываясь на этом, принимают:

$$\operatorname{tg}\delta = \varepsilon_г H + \varepsilon_{в.т} f + \varepsilon_д,$$

где $\varepsilon_г$, $\varepsilon_{в.т}$, $\varepsilon_д$ — коэффициенты потерь соответственно на гистерезис, вихревые токи и дополнительные; H — напряженность намагничивающего поля; f — частота.

Указанные характеристики следует определять для разных значений H и f. Это дает возможность также аналитическим или графическим способом определить отдельные составляющие потерь.

В ряде электромагнитных устройств (ферроиндукционные магнитные преобразователи, магнитные усилители и другие) ферромагнитный материал работает в условиях одновременного действия постоянного и переменного периодического магнитных полей. В этом случае процесс перемагничивания протекает по частным динамическим петлям (см. рис. 20.4), причем петли эти оказываются несимметричными относительно оси напряженности поля, а кривая индукции отличается от синусоиды и содержит не только нечетные, но и четные гармоники,

Основной характеристикой материала в данном случае является комплексная средняя проницаемость, так как перемагничивание происходит по частным петлям.

Практически определяют семейство динамических кривых намагничивания как зависимостей:

а) полусуммы действительных амплитуд, положительной B_m^+ и отрицательной B_m^-, полуволн кривой индукции от действительной амплитуды синусоидальной кривой напряженности поля:

$$(B_m^+ + B_m^-)/2 = f(H_m);$$

б) амплитуд синусоид индукции и напряженности поля, эквивалентных по первым гармоникам или определяемых по действующим значениям э. д. с. в измерительной обмотке и тока в намагничивающей обмотке.

Все эти зависимости определяются при разных значениях напряженности постоянного поля.

К числу основных динамических характеристик материалов с *ППГ* относятся:

$$1/\tau_и = f(H_м) \quad и \quad (dB/dt)_{max} = f(H_м),$$

где $\tau_и$ — время полного перемагничивания сердечника прямоугольным импульсом поля напряженностью $H_м$; $(dB/dt)_{max}$ — максимальная скорость перемагничивания при тех же условиях.

Первая характеристика, линейно аппроксимируемая, позволяет определить коэффициент перемагничивания:

$$S_w = \tau_и (H_м - H_т),$$

где $H_т$ — напряженность поля, получаемая при пересечении с осью абсцисс прямой, аппроксимирующей характеристику $1/\tau = f(H_м)$.

Коэффициент S_w представляет собой величину электрического заряда, необходимого для перемагничивания сердечника от остаточной индукции до наибольшей индукции противоположного знака.

Экспериментальная кривая $(dB/dt)_{max} = f(H_м)$ дает возможность определить максимальное удельное динамическое сопротивление сердечника $\rho_м$, характеризующее магнитную вязкость материала, из уравнения прямой:

$$(dB/dt)_{max} = \rho_м (H_м - H_т).$$

Б. Магнитные цепи, намагничивающие устройства и образцы для испытания

§ 20.4. Общие положения

Как было указано ранее, магнитные характеристики материалов определяются экспериментально на тех или иных образцах, которые вместе с намагничивающим устройством образуют некоторую магнитную цепь. Конфигурация магнитной цепи и конструкция намагничивающего устройства имеют существенное значение при испытании образцов. В отношении формы и размеров образца имеются ограни-

чения, обусловленные главным образом требуемой точностью определения характеристик, видом и назначением измеряемой характеристики и условиями намагничивания. Естественно, что форма образца должна быть достаточно простой, а затраты на его изготовление не должны быть большими. В громадном большинстве случаев приходится определять функциональные зависимости двух величин и чаще всего магнитную индукцию и соответствующую ей напряженность магнитного поля или магнитную проницаемость в зависимости от индукции или напряженности поля, или, наконец, потери в функции индукции.

В общей формулировке основное требование, которое следует предъявить к комплексу — образец, магнитная цепь, намагничивающее устройство — заключается в том, чтобы при испытании образца обеспечивалось однородное его намагничение как по сечению, так и по осевой линии, чтобы имелась возможность достаточно просто и с требуемой точностью определять указанные взаимозависимые величины и чтобы свойства материала в образце не искажались влияющими факторами. Все эти требования могут быть выполнены полностью в очень редких случаях, поэтому практически приходится говорить о допустимых отступлениях от них.

Испытуемый образец может или являться некоторой частью всей магнитной цепи, состоящей из ферромагнитного материала, или же она образуется целиком из испытуемого материала. Такие магнитные цепи называют замкнутыми магнитными цепями, хотя в первом случае, строго говоря, цепь оказывается неполностью замкнутой. Если же магнитная цепь состоит только из испытуемого образца и при намагничивании его магнитный поток замыкается по воздуху (ферромагнитные детали в намагничивающем устройстве отсутствуют), то такую цепь условно называют разомкнутой магнитной цепью.

§ 20.5. Разомкнутая магнитная цепь

Наиболее удобными и простыми в изготовлении являются образцы прямолинейные прямоугольного сечения или цилиндрические относительно небольшой длины. Однако если такой образец поместить в однородное магнитное поле и в таких условиях его испытывать, то намагничение образца будет неоднородным. И только образцы в форме эллипсоида вращения и шара намагничиваются однородно. Если образец находится во внешнем однородном поле напряженностью H_e, то внутри образца напряженность поля H_i станет меньше вследствие того, что поляризованный образец создает собственное поле, вектор напряженности которого $\bar{H}_\circ$ имеет направление, противоположное $\bar{H}_e$. Таким образом,

$$H_i = H_e - H_\circ,$$

а $H_\circ$ пропорциональна намагниченности образца J;

$$H_\circ = NJ,$$

где N — коэффициент размагничивания, зависящий от формы и размеров образца.

Для эллипсоида вращения

$$N_{эл} = \frac{(\lambda/\sqrt{\lambda^2-1})\ln(\lambda+\sqrt{\lambda^2-1})-1}{\lambda^2-1},$$

если $\lambda = l/d$, где l — длина оси вращения, с которой совпадает направление $\overline{H}_e$; d — диаметр в центральном сечении.

Для шара $N_{ш} = 1/3$.

Для других форм образцов конечных размеров коэффициент размагничивания не может быть рассчитан строго математически вследствие неоднородности намагничения образца. Однако для приближенных практических расчетов пользуются коэффициентом размагничивания, в частности для образцов цилиндрических и прямоугольного сечения, применяя полуэмпирические формулы (или определяя экспериментально N) [58].

Вместе с тем испытание слабомагнитных материалов может производиться в разомкнутой магнитной цепи и с образцами прямолинейными, цилиндрическими или прямоугольного сечения. Так как эти материалы обладают малой магнитной проницаемостью, а следовательно, и малой намагниченностью, то ошибка в определении H_e вследствие неточного знания N не вызовет большой погрешности, если N достаточно мал.

Помимо этого, измерения в разомкнутой магнитной цепи широко применяются для определения коэрцитивной силы и обеспечивают вполне надежные результаты (см. § 20.11).

§ 20.6. Замкнутая магнитная цепь только из испытуемого материала

Кольцевая магнитная цепь. Форма образца в виде кольца (тора, тороида) с равномерно распределенной намагничивающей обмоткой и плотно прилегающими друг к другу витками в наибольшей степени отвечает требованиям однородного намагничения. Однако и в этом случае намагничение образца получается не вполне однородным вследствие того, что м. д. с. на единицу длины по внешней и внутренней окружностям кольца неодинаковая, и, следовательно, напряженность поля в разных точках образца в радиальном направлении имеет разное значение, как и индукция в радиальных сечениях. Напряженность поля в точках, лежащих на окружности среднего радиуса $r_{ср}$,

$$H_{ср} = w_1 I/2\pi r_{ср}, \tag{20.1}$$

где w_1 — число витков намагничивающей обмотки;
I — сила тока в обмотке.

Аналогично для точек на любой другой окружности

$$H_x = H_{ср}\frac{r_{ср}}{r_{ср} \pm x} = H_{ср}\frac{1}{1 \pm (x/r_{ср})},$$

где x — радиальный размер, на который отличается радиус рассматриваемой окружности от $r_{ср}$.

Очевидно, что чем меньше $x/r_{ср}$ по сравнению с единицей, тем ближе H_x к $H_{ср}$ и тем меньше неоднородность намагничивающего поля и намагничения образца. Рекомендуется брать отношение $r_{ср}$ к радиальной ширине кольца не менее десяти.

Вместо равномерно распределенной намагничивающей обмотки применяют, главным образом при измерениях в слабых магнитных полях, одиночный длинный провод (одновитковое намагничивание), проходящий через центр кольца в направлении, перпендикулярном плоскости кольца. Напряженность поля и в этом случае вычисляется по формуле (20.1), где $w_1 = 1$.

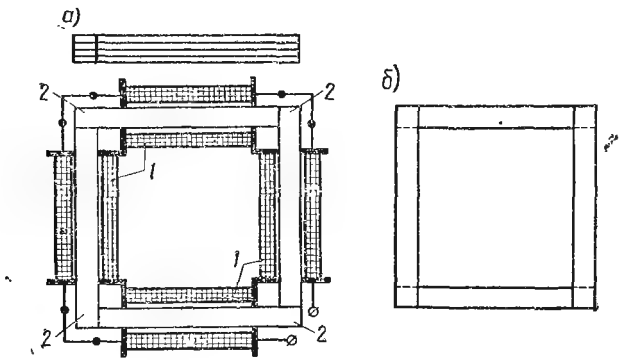


Рис. 20.8

Кольцевые образцы применяются главным образом для испытаний порошкообразных (типа магнитодиэлектриков), листовых и ленточных материалов. Из листов штампуют кольца и набирают образец, ленту же испытывают, обычно наматывая ее в виде спирали на каркас. При испытании в переменных магнитных полях штампованные кольца и витки ленты должны быть изолированы друг от друга.

Квадратная магнитная цепь. Практическое применение квадратная магнитная цепь получила при испытании листовых материалов на полосовых образцах. Из полос одинаковых размеров (по ширине и длине) собирают четыре пакета, каждый из которых имеет одну и ту же массу. Магнитная цепь образуется из четырех пакетов, располагаемых по сторонам квадрата. В углах квадрата полосы соседних пакетов собираются либо «встык» (рис. 20.8, *а*), либо «внахлестку» (рис. 20.8, *б*); применяют и соединение «встык — внахлестку», когда чередуется соединение «встык» и «внахлестку». Намагничивающее устройство для такой магнитной цепи состоит из четырех одинаковых соленоидов *1*, внутрь которых помещают пакеты (см. рис. 20.8 ,*а*). Обмотки катушек соединяются последовательно. Несмотря на то, что магнитная цепь составлена только из испытуемых образцов, она имеет те недостатки, что в углах соединения отдельных пакетов образуются воздушные зазоры, а намагничивающие катушки охватывают не всю магнитную цепь. Вследствие этого возникает рассеяние магнитного потока,

а намагничение образцов оказывается неоднородным. Все это затрудняет определение напряженности намагничивающего поля, тем более, что она различна в разных участках магнитной цепи.

Если напряженность поля все же рассчитывается по силе тока и параметрам намагничивающих катушек, то задается некоторая средняя длина силовой магнитной линии, и в этом случае напряженность поля следует рассматривать как некоторую условную величину. Более надежные результаты при определении магнитных характеристик испытуемых образцов получаются, если напряженность поля измеряется на некотором участке, где поле более или менее однородно.

§ 20.7. Замкнутая магнитная цепь с прямолинейным образцом и ферромагнитным ярмом — пермеаметр

При испытании прямолинейных образцов прямоугольного сечения или цилиндрических для выполнения требования об однородном намагничении образцов применяют так называемый пермеаметр. Основные элементы пермеаметра: массивное ярмо из магнитномягкого материала, которое замыкает испытуемый образец, образуя таким образом замкнутую магнитную цепь; намагничивающее устройство; измерительные магнитные преобразователи. Здесь будут рассмотрены только те виды пермеаметров, которые предназначены для определения статических характеристик, главным образом индукционно-импульсным методом. На рис. 20.9 схематически изображено устройство простейшего пермеаметра: *1* — ярмо; *2* — испытуемый образец; *3* — намагничивающая катушка, охватывающая образец. На рисунке не показаны измерительные магнитные преобразователи и приспособления для прижимания образца к ярму.

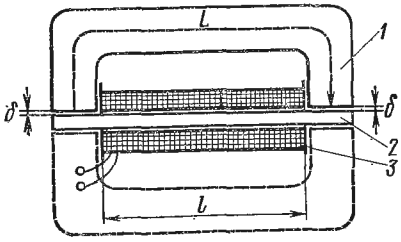


Рис. 20.9

Для магнитной цепи пермеаметра, полагая, что рассеяние магнитного потока образца отсутствует, можно написать:

$$\Phi = F/R,$$

где Φ — магнитный поток; F — м. д. с., создаваемая намагничивающей катушкой и равная $w_1 I$ (w_1 — полное число витков катушки; I — ток в обмотке); R — магнитное сопротивление магнитной цепи пермеаметра. Тогда

$$Bs = \mu Hs = \frac{w_1 I}{(l/\mu s) + (2\delta/\mu_0 s_з) + (L/\mu_я s_я)} =$$

$$= \frac{w_1 I}{(l/\mu s)\,[1 + (2\delta\mu s/\mu_0 s_з l) + (L\mu s/l\mu_я s_я)]}, \qquad (20.2)$$

где B — индукция в образце; H — напряженность поля, соответствующая B; μ, $\mu_я$ — магнитная проницаемость соответственно образца и

ярма; μ_0 — магнитная постоянная; l — длина намагничивающей катушки; δ — толщина воздушного зазора между ярмом и образцом; L — средняя длина пути магнитного потока в ярме; $s_з$ и $s_я$ — сечение соответственно зазора и ярма.

При этом, ради упрощения, пренебрегаем магнитным сопротивлением двух небольших участков по образцу вне намагничивающей катушки.

Преобразовывая выражение (20.2), получим

$$H = \frac{w_1 I}{l} \cdot \frac{1}{(1+A)} \approx H_0 (1 - A), \qquad (20.3)$$

где $H_0 = w_1 I/l$ — напряженность поля бесконечно длинного соленоида; через A обозначена сумма двух последних членов в квадратных скобках в уравнении (20.2).

Из выражения (20.3) следует, что $H < H_0$ и не поддается строгому аналитическому расчету, так как величина A зависит от магнитной проницаемости образца, т. е. от свойств испытуемого материала, условий его намагничивания и имеет вследствие этого переменное значение. Можно сделать и второй вывод относительно устройства пермеаметра, что значение величины A должно быть возможно малым по сравнению с единицей. Тогда напряженность поля $H \approx H_0$ и может быть рассчитана по параметрам намагничивающей катушки и току в обмотке. Опыт показывает, что, как бы совершенна ни была конструкция пермеаметра, расчет значения H не может дать надежных результатов и наиболее радикальным средством является измерение H в процессе испытания образцов.

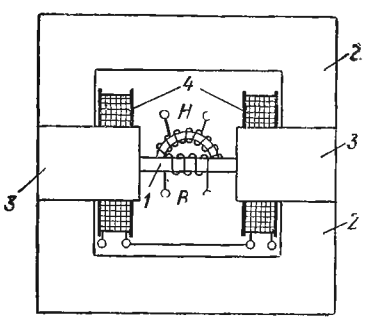


Рис. 20.10

Существует довольно много различных видов пермеаметров, в том числе предназначенных для наиболее распространенного индукционно-импульсного метода определения статических характеристик. Несмотря на разнообразие пермеаметров их можно свести к двум типам в зависимости от того, каким путем осуществляется намагничивание образца. В одном из типов намагничивающая катушка охватывает образец (см. рис. 20.9). Практически такие пермеаметры изготовляются с симметричным ярмом, состоящим из двух половин (на рис. 20.9 вторая половина ярма показана пунктиром).

В другом типе намагничивающая катушка располагается на ярме или пермеаметр устроен подобно электромагниту (рис. 20.10) и между его полюсами зажимается образец. На рис. 20.10: *1* — образец; *2* — ярмо; *3* — полюса-вкладыши; *4* — намагничивающие катушки; *B* — измерительная катушка для измерения индукции; *H* — магнитный потенциалометр для измерения напряженности поля. В пермеаметрах двух последних видов намагничивание образца происходит через по-

средство ярма или полюсов электромагнита и напряженность намагничивающего поля может быть определена только путем ее измерения.

Пермеаметры, как правило, используются для определения статических характеристик магнитных материалов. При испытании образцов в переменных магнитных полях применение пермеаметров затруднено вследствие сильного искажающего действия ферромагнитного ярма.

§ 20.8. Источники систематических погрешностей общего характера при определении магнитных характеристик

Независимо от средств и метода измерений, применяемых при определении магнитных характеристик ферромагнитных материалов, можно указать на ряд источников систематических погрешностей, которые, если не приняты соответствующие меры или не вводятся поправки, искажают результаты измерений.

Как уже указывалось, при определении большинства основных магнитных характеристик перед измерением должна быть устранена предшествующая «магнитная история» образца. Для этого образец должен быть размагничен, т. е. приведен в нейтральное в магнитном отношении состояние. Размагничивание осуществляется воздействием на образец магнитного поля, напряженность которого плавно изменяется от некоторого наибольшего значения, во много раз большего коэрцитивной силы испытуемого материала (порядка десятикратного), до нуля (практически до возможного минимального значения и, во всяком случае, значительно меньше того значения, при котором будут производиться испытания) с одновременным периодическим изменением направления. Размагничивание можно производить как постоянным полем, выполняя изложенную процедуру, так и переменным синусоидальным полем возможно низкой частоты. Неполное размагничение образца приводит к искажению измеряемых характеристик.

Вследствие магнитной вязкости ферромагнитных материалов, после размагничивания или изменения значения напряженности поля наблюдается так называемый временной спад — уменьшение магнитной проницаемости во времени, — особенно заметный в слабых магнитных полях. В зависимости от значения напряженности поля и вида материала длительность этого процесса может измеряться минутами и часами, и для получения сравнимых и воспроизводимых результатов необходимо установление определенного промежутка времени начала измерений после размагничивания образца.

Существенное значение имеет степень неоднородности намагничения образца для получения надежных значений функционально связанных величин, о чем уже говорилось при рассмотрении вопроса о магнитных цепях. Различные условия намагничивания образца могут являться причиной несогласованности результатов измерений на разных измерительных устройствах.

Магнитные свойства материалов зависят от температуры, что следует иметь в виду при испытании образцов, не допуская сильных изменений температуры. Если же этого избежать нельзя, то приходится

вводить поправку, для чего надо знать температурный коэффициент той магнитной характеристики, которая измеряется.

Некоторые виды магнитномягких материалов, особенно обладающие высокой проницаемостью, в сильной степени чувствительны к механическим напряжениям, которые не должны быть при испытании образцов. Магнитные свойства таких материалов существенно изменяются (ухудшаются) даже под весьма слабым воздействием, которое возникает при намотке на образец намагничивающей или измерительной обмотки. В этих случаях, например при испытании кольцевого образца, его помещают в тороидальный футляр и уже на него навивают обмотки.

Как указывалось в § 19.1, постороннее магнитное поле, в том числе поле Земли, всегда присутствует и может искажать характеристики испытуемых образцов, особенно если это касается испытаний в слабых магнитных полях. Чтобы исключить или, во всяком случае, уменьшить влияние внешнего поля, испытуемый образец должен быть соответственным образом ориентирован относительно направления этого поля. Например, прямолинейный образец следует расположить так, чтобы его ось была перпендикулярна вектору напряженности внешнего поля.

При определении функциональной зависимости двух величин, помимо погрешностей измерения каждой из этих величин, добавляется погрешность функциональной зависимости, зависящая от производной рассматриваемой функции, т. е. от характера этой функциональной зависимости. Для кривых намагничивания $B=f(H)$ выражение для функциональной погрешности можно получить следующим образом. Дифференцируя выражение $B = f(H)$, находим:

$$dB = f'(H)\,dH.$$

После преобразования имеем

$$\frac{dB}{B} = f'(H)\frac{H}{B}\cdot\frac{dH}{H}.$$

В правой части этого выражения: $dH/H = \gamma_{0H}$ представляет собой относительную погрешность определения H; $H/B = 1/\mu$, где μ — нормальная магнитная проницаемость, если определяется основная или первоначальная кривая намагничивания; $f'(H) = dB/dH = \mu_d$ — дифференциальная проницаемость.

Тогда выражение для относительной погрешности $dB/B = \gamma_{0BH}$, обусловленной погрешностью определения H, примет вид:

$$\gamma_{0\,BH} = \gamma_{0H}\,\mu_d/\mu.$$

Для полной же погрешности γ_{0B} определения индукции, с учетом погрешности функциональной зависимости, имеем:

$$\gamma_{0B} = \gamma'_{0B} + \gamma_{0H}\,\mu_d/\mu, \qquad (20.4)$$

где γ'_{0B} — погрешность определения B для фиксированного значения H.

Как следует из выражения (20.4), при одних и тех же погрешностях γ'_{0B} и γ_{0H} погрешность γ_{0B} будет различной для разных точек кривой намагничивания в зависимости от значения μ_d/μ для данной точки,

При измерении потерь $P_ф$ в зависимости от индукции B_m. $P_ф = f(B_m)$, выражение для погрешности γ_{0P} определения потерь $P_ф$ с учетом погрешности функциональной зависимости будет иметь вид:

$$\gamma_{0P} = \gamma'_{0P} + \frac{dP_ф}{dB_m} \cdot \frac{B_m}{P_ф} \gamma_{0B}, \qquad (20.5)$$

где γ'_{0P} — относительная погрешность измерения $P_ф$ для фиксированной B_m; γ_{0B} — относительная погрешность измерения B_m; $dP_ф/dB_m$ — производная зависимости $P_ф = f(B_m)$ для рассматриваемой точки этой функции.

В. Определение статических магнитных характеристик

§ 20.9. Общие соображения

Для определения статических магнитных характеристик материалов, т. е. характеристик при намагничивании постоянным магнитным полем, в подавляющем большинстве случаев требуется знать магнитную индукцию (или намагниченность) испытуемого образца и соответствующую ей напряженность намагничивающего поля. Зная значения этих величин, можно вычислить магнитную проницаемость материала или, например, магнитную энергию. Таким образом, с измерительной точки зрения задача сводится к применению известных методов и средств измерений магнитной индукции и напряженности поля применительно к испытанию образца в той или иной магнитной цепи. Выбор магнитной цепи имеет первостепенное значение с точки зрения получения наиболее надежных результатов. Так, например, образцы магнитнотвердых материалов испытываются в пермеаметрах, испытание же магнитномягких высокопроницаемых материалов чаще всего производится в замкнутой цепи, состоящей только из испытуемого материала. Применение пермеаметра в последнем случае затруднено вследствие искажающего влияния ярма.

Необходимо учитывать также специфику измерения индукции и напряженности поля, заключающуюся в том, что эти величины требуется измерять внутри образца и они должны соответствовать друг другу, поскольку речь идет о получении функциональной связи этих величин. Измерение магнитной индукции внутри образца ограничивает применение отдельных видов магнитных преобразователей.

Строго говоря, из известных в настоящее время магнитных преобразователей в данном случае возможно лишь применение индукционного преобразователя в виде измерительной катушки, охватывающей тело испытуемого образца. Как следует из приведенного в § 7.2 описания принципа действия индукционного преобразователя, измеряется собственно магнитный поток, сцепляющийся с измерительной катушкой, а индукция вычисляется, для чего, естественно, требуется знать поперечное сечение образца. При этом имеется в виду, что намагничение образца по его сечению и на протяжении, занимаемом измерительной катушкой, однородное.

Необходимость вводить в расчет индукции сечение образца часто приводит к существенному увеличению погрешности определения индукции, так как погрешность измерения сечения обычно достаточно велика — десятые доли процента и больше.

Делаются попытки применения других видов преобразователей, например преобразователя Холла, в качестве которого используется сам образец, которые не требуют в процессе измерения изменений измеряемого потока (индукции) [59].

При испытании прямолинейных образцов в разомкнутой магнитной цепи применяются также магнитомеханические преобразователи, позволяющие измерять магнитный момент или намагниченность образца [23].

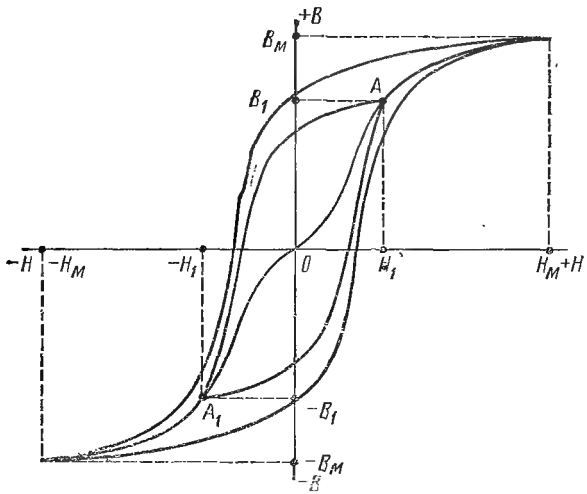


Рис. 20.11.

При рассмотрении магнитных цепей (см. § 20,5, 20.6, 20.7) было указано, что в ряде случаев напряженность намагничивающего поля может быть с практически достаточной точностью рассчитана по силе тока в намагничивающей обмотке и ее параметрам. Если же такой расчет не может дать надежных результатов, требуется напряженность поля измерять в процессе каждого эксперимента. Поскольку измерить напряженность поля H внутри образца не представляется возможным, прибегают к измерениям магнитной индукции в воздухе в непосредственной близости от поверхности образца (см. § 19.9).

Определяя какую-либо магнитную характеристику, необходимо принять меры к тому, чтобы она не была искажена предшествующим магнитным состоянием образца. Поясним это на примере. Положим, что определяется основная кривая намагничивания как геометрическое место вершин нормальных гистерезисных петель. Перед началом измерения образец должен быть размагничен (см. § 20.8). После размагничивания образца следует операция, называемая магнитной подготовкой образ-

ца, имеющая целью привести материал в такое магнитное состояние, которое соответствует заданным условиям намагничивания.

Применительно к рассматриваемому примеру получения основной кривой намагничивания магнитная подготовка заключается в многократном циклическом перемагничивании образца от некоторого заданного значения напряженности поля $+H_1$ до $-H_1$, и обратно. Этим достигается приведение материала в устойчивое (воспроизводимое) состояние, характеризуемое замкнутой симметричной гистерезисной петлей с вершинами A и A_1, соответствующими $+H_1$ и $-H_1$ (рис. 20.11). После этого измеряют индукцию B_1 и напряженность поля H_1. Эксперимент следует начинать с наименьших значений напряженности намагничивающего поля с последующим увеличением их значений, не допуская возвращения к меньшим значениям. Для получения следующей точки на основной кривой намагничивания увеличивают напряженность поля до значения $H_2 > H_1$ и при таком поле аналогичным путем производят магнитную подготовку.

§ 20.10. Индукционно-импульсный метод определения кривых намагничивания

На рис. 20.12 показана принципиальная схема, которая может быть использована для испытания образцов в любой магнитной цепи. Схема позволяет также производить градуировку баллистического гальванометра (см. § 19.4) (положение *I* переключателя *1*). Обозначения на рисунке: *2* — мера магнитного потока; *3* — катушка намагничивающего устройства; *4* — испытуемый образец; B и H — катушки соответственно для измерения индукции и напряженности поля. Перед началом определения кривых намагничивания образец размагничивают (см. § 20.8). Индукционно-импульсный метод определения отдельных точек кривых намагничивания основан на том, что экспериментатор при каждом наблюдении производит скачкообразное изменение напряженности поля и соответственно изменение потока (индукции) в образце. Эта процедура должна быть такой, чтобы изменения потока, определяемые по отклонениям гальванометра, позволяли рассчитать значения индукции B и соответствующие им напряженности поля H.

Положим, что определяется основная коммутационная кривая намагничивания. Эксперимент начинают с некоторого наименьшего значения H_1 (точка A на рис. 20.11). При H_1 делают магнитную подготовку путем многократного периодического переключения направления H_1. После этого еще раз изменяют напряженность поля от $+H_1$ до $-H_1$ и наблюдают отклонение гальванометра α_B, предварительно включив в цепь гальванометра катушку B. Такое же наблюдение (отклонение α_H) производят с включенной на гальванометр катушкой H. Тогда изменение полного потока, пронизывающего катушку B,

$$\Delta\Psi_{1B} = \Delta B_1 s_0 w_B = 2B_1 s_0 w_B,$$

где $\Delta B_1 = 2B_1$; s_0 — сечение образца;

w_B — число витков катушки B.

Так как $\Delta\Psi_{1B} = C_\Psi \alpha_B$, где C_Ψ — постоянная гальванометра, то

$$B_1 = C_\Psi \alpha_B / 2s_0 w_B. \qquad (20.6)$$

Напряженность поля рассчитывают по формуле

$$H_1 = C_\Psi \alpha_H / 2\mu_0 K_{sw},$$

где K_{sw} — постоянная измерительной катушки H.

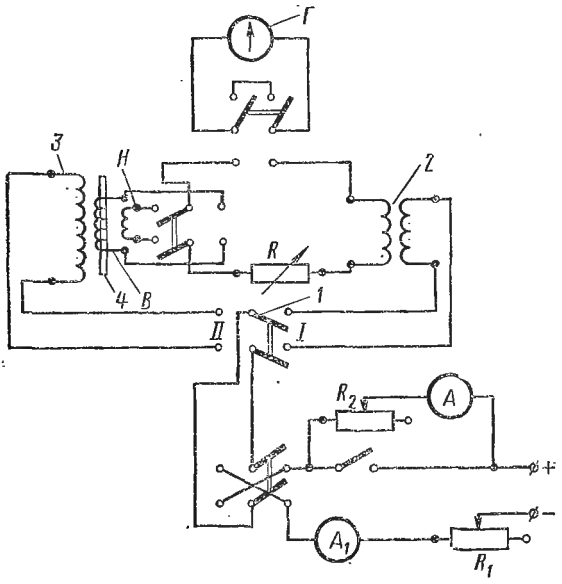


Рис. 20.12

Предполагается, что сопротивление цепи гальванометра как при измерении B, так и при измерении H одинаковое и C_Ψ сохраняет свое значение.

Если измерительный преобразователь выполнен в виде съемной с поверхности образца катушки H или магнитного потенциалометра, то при измерении H импульс гальванометру дают при неизменном намагничивающем токе, удаляя за пределы поля катушку H. Тогда

$$H_1 = C_\Psi \alpha'_H / \mu_0 K_{sw}. \qquad (20.7)$$

Аналогичным путем определяют все другие точки основной кривой.

Нормальную гистерезисную петлю чаще всего получают скачками из одной и той же точки — вершины петли — с координатами $H_м$ и $B_м$ (рис. 20.13). Так, для определения некоторой точки D с координатами B_1, H_1 в первом квадранте на нисходящей ветви петли скачок делают от $H_м$ до H_1. При этом индукция изменяется от $B_м$ до B_1, т. е.

$$\Delta B' = B_м - B_1 = C_\Psi \alpha'_B / s_0 w_B, \qquad (20.8)$$

где α_B — отклонение гальванометра. Так как $B_м$ известна из определений основной кривой, то B_1 легко вычислить Подобным же образом определяют $\Delta H' = H_м - H_1$.

При определении точек петли во втором и третьем квадрантах также следует сделать скачок от $H_м$ до $-H_1'$ (точка E), что осуществляется двумя быстро следующими одна за другой операциями: изменением напряженности поля от $H_м$ до $+H_1'$ и от $+H_1'$ до $-H_1'$. Изменение индукции $\Delta B_1'$ вычисляется по формуле (20.8). Также определяется и H_1'.

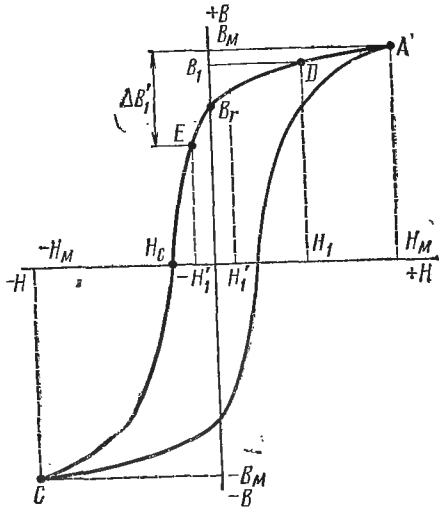


Рис. 20.13

Более надежные результаты измерения H можно получить, применяя съемный магнитный преобразователь. Техника измерений и расчеты в этом случае такие же, как и при определении основной кривой намагничивания.

Отметим наиболее специфические систематические погрешности, присущие измерениям вышеописанным методом.

При измерении индукции может возникнуть погрешность от неравенства сечения измерительной катушки и сечения образца. В формулах (20.6) и (20.8) предполагалось, что сечение образца s_0 равно сечению катушки $s_к$. В действительности $s_к > s_0$, так как между обмоткой и наружной поверхностью образца имеются каркас катушки и воздушный зазор. Вследствие этого импульс гальванометра обусловливается изменением потока не только в образце, но и в указанном зазоре между образцом и обмоткой. Возникающая вследствие этого погрешность может быть исключена введением соответствующей поправки. Изменение полного потока, связанного с витками измерительной катушки,

$$\Delta\Psi = \Delta B s_0 w_B + \Delta H \mu_0 (s_к - s_0) w_B = C_\Psi \alpha_B,$$

где ΔH — изменение напряженности поля в зазоре (предполагается, что поле в зазоре однородное).

Тогда, применительно к определению индукции для основной кривой намагничивания, поправка

$$\delta H = H\mu_0 [(s_к/s_0) - 1], \qquad (20.9)$$

где H — напряженность поля, соответствующая индукции B.

Следовательно, действительное значение индукции

$$B_д = (C_\Psi \alpha_B / 2s_0 w_B) - \delta H$$

Второй источник систематических погрешностей заложен в самом принципе метода, требующем скачкообразного изменения магнитного потока. При определении отдельных точек гистерезисной петли скачкообразно изменяют намагничивающий ток от некоторого наибольшего значения I_m в данном опыте до меньшего значения, размыкая с помощью рубильника и переключателя отдельные участки намагничивающей цепи. Образующаяся при таких размыканиях электрическая дуга вызывает появление колебательного процесса в намагничивающей цепи. Если при этих колебаниях мгновенные значения тока (напряженности поля) превысят установившееся значение тока I_1, то измеренная индукция при данном скачке будет преуменьшенной, и полученная точка окажется не на нормальной гистерезисной петле, а внутри нее. Наиболее заметные искажения петли наблюдаются при испытании магнитномягких материалов для точек петли, соответствующих малым значениям напряженности поля во втором и третьем квадрантах. Одним из средств уменьшения указанной погрешности является применение такой намагничивающей цепи, в которой необходимые скачки тока осуществлялись бы не выключением, а включением соответствующих коммутирующих элементов. Для уменьшения вредного влияния электрической дуги прибегают также к общеизвестным средствам гашения дуги с помощью конденсаторов.

§ 20.11. Испытания образцов в разомкнутой магнитной цепи

Как уже указывалось, применение разомкнутой магнитной цепи для определения кривых намагничивания ограничивается образцами определенной геометрической формы, вследствие затруднений в определении напряженности намагничивающего поля. Однако в двух случаях разомкнутая цепь не только допустима, но даже предпочтительна. Это касается определения коэрцитивной силы, практически для любых материалов, и кривых намагничивания слабоферромагнитных материалов, имеющих относительную магнитную проницаемость меньше 1,5.

Для измерения коэрцитивной силы образец помещают в центральную часть соленоида. Ось соленоида должна быть направлена перпендикулярно направлению вектора напряженности внешнего окружающего поля (в основном поля Земли). Обмотка соленоида включается в сеть постоянного тока через реостаты и переключатель направления тока. Образец намагничивается практически до насыщения, затем намагничивающий ток медленно и постепенно уменьшают до нуля (до возможного минимума), изменяют направление тока и постепенно его увеличивают. Задача заключается в том, чтобы найти такое значение тока (напряженности размагничивающего поля), при котором намагниченность образца J равнялась бы нулю. Тогда справедливо соотношение $H_i = H_e = H_{cJ}$, где H_i и H_e — напряженности внутреннего и внешнего поля, и коэрцитивная сила H_{cJ} может быть

вычислена по значению размагничивающего тока I и постоянной соленоида K_H:

$$H_{cJ} = K_H I_c.$$

Для обнаружения магнитного состояния образца, в том числе и $J = 0$, применяют различные магнитные преобразователи: измерительную катушку, которую можно сдергивать с центральной части образца; ферроиндукционный преобразователь, преобразователь Холла или вращающуюся измерительную катушку, располагаемые в соленоиде вблизи конца образца. Методика обнаружения $J = 0$ основана на том, что в этом случае магнитное поле соленоида, искаженное образцом при $J \neq 0$, оказывается при $J = 0$ таким, каким оно было до внесения образца. Преобразователи, устанавливаемые около образца, должны реагировать на вертикальную составляющую напряженности поля в соленоиде около образца.

Возможность использования разомкнутой магнитной цепи для испытания слабоферромагнитных материалов основана на том, что при малой магнитной проницаемости образца расчет внутренней напряженности поля может производиться с практически достаточной точностью даже если коэффициент размагничивания образца известен недостаточно точно.

§ 20.12. Установки, выпускаемые промышленностью СССР

Промышленность СССР выпускает следующие установки для определения статических магнитных характеристик:

1) установку типа БУ-3 для определения кривых намагничивания магнитномягких и магнитнотвердых материалов, основанную на индукционно-импульсном методе и состоящую из двух пермеаметров, соленоида (для измерения коэрцитивной силы в разомкнутой магнитной цепи) и размагничивающего устройства, а также необходимых регулировочных и измерительных элементов;

2) установку типа У5022, предназначенную для определения магнитных характеристик магнитнотвердых материалов (отдельных точек кривой размагничивания и магнитной энергии), состоящую из пермеаметра с двойным симметричным ярмом с воздушными зазорами, в котором намагниченность образца и напряженность поля измеряются с помощью преобразователей Холла и магнитоэлектрических приборов. Для измерения магнитной энергии применен ваттметровый измерительный механизм, осуществляющий перемножение сигналов, получаемых от преобразователей Холла. В установке предусмотрена запись кривой размагничивания с помощью двухкоординатного самопишущего компенсатора;

3) коэрцитиметр У5030, предназначенный для контроля постоянных магнитов, в котором в качестве намагничивающего устройства применен электромагнит с неполностью замкнутой магнитной цепью. Для обнаружения магнитного состояния образца (его намагниченности) применяется преобразователь Холла. Подобные же преобразователи

используются и для измерения напряженности поля на поверхности образца (коэрцитивной силы при $J = 0$);

4) установку У578, предназначенную для испытаний образцов листовой электротехнической стали в квадратной магнитной цепи в соответствии с ГОСТ 802—58 «Сталь электротехническая листовая» Установка позволяет определять отдельные точки основной кривой намагничивания нулевым методом сравнения со стандартными образцами а также удельные потери.

Методы определения статических магнитных характеристик магнитнотвердых материалов регламентированы ГОСТ 13601—68.

§ 20.13. Автоматизация измерений при определении статических характеристик

Большинство существующих средств измерений, применяемых при определении магнитных характеристик магнитных материалов, особенно статических характеристик, таких как основная кривая намагничивания и гистерезисная петля, требуют, как правило, много времени на проведение эксперимента и обработку результатов измерений Поэтому автоматизация процесса получения этих характеристик является весьма актуальной задачей магнитоизмерительной техники; в настоящее время имеется уже ряд технических решений этой задачи как в СССР, так и за рубежом. Рассматривая эту задачу, следует разграничить автоматизацию процесса изменения напряженности намагничивающего поля и автоматизацию измерения магнитной индукции и напряженности поля, если иметь в виду получение кривых намагничивания

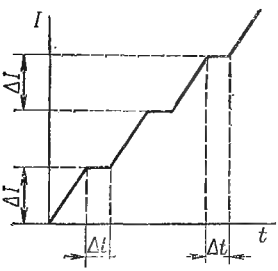


Рис. 20.14.

Основной задачей автоматизации процесса изменения напряженности намагничивающего поля (тока в намагничивающем устройстве) является получение определенной формы зависимости изменения намагничивающего тока от времени. Существенна также скорость этого изменения. Программа изменения тока $I = f(t)$ может быть различной, например линейное изменение (рис. 20.14; имеется в виду получение основной кривой намагничивания). Ток в этом случае периодически возрастает на некоторую величину ΔI с интервалами Δt, необходимыми для измерения соответствующих приращений напряженности поля ΔH и приращений индукции ΔB

Программа линейного изменения намагничивающего тока может быть реализована различными способами. Например, в устройстве, описанном Капптуллером, обмотка намагничивающего устройства включается в анодную цепь электронной лампы. Изменение анодного тока по линейному закону достигается изменением потенциала сетки, подаваемого от реостата, питаемого постоянным током, движок которого связан с двигателем, управляемым измерительным устройством [60].

В Ленинградском политехническом институте предложена схема генератора, в котором намагничивающий ток задается источником стабильного напряжения с помощью резисторов и реле, управляемых мультивибратором через триггеры и дешифратор [61].

При линейном изменении напряженности поля (тока) скорость изменения индукции dB/dt на различных участках кривых намагничивания, особенно гистерезисных кривых, будет резко различной, что может повлечь за собой искажение записываемых кривых. В этом отношении программа изменения напряженности поля, при которой $dB/dt = \text{const}$, лишена указанного недостатка. Но получение такой программы требует изменения намагничивающего тока по сложному закону. Например, при записи гистерезисной петли, изображенной на

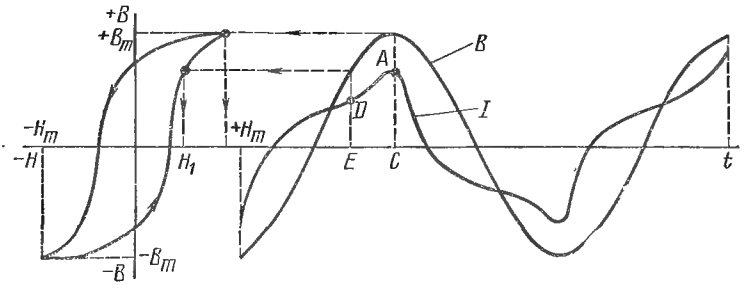


Рис. 20.15

рис. 20.15, форма кривой намагничивающего тока I, определяемая формой гистерезисной петли, должна иметь вид, показанный на рисунке. Имеется в виду, что кривая индукции B — синусоидальная. Ординаты кривой тока AC и DE соответствуют значениям напряженности поля H_m и H_1.

Для получения режима изменения намагничивающего тока, соответствующего $dB/dt = \text{const}$, также используются различные способы. На рис. 20.16 изображена упрощенная структурная схема для автоматической записи кривых намагничивания в указанном режиме изменения намагничивающего тока. Намагничивающее устройство, включающее источник намагничивающего тока *ИНТ*, испытуемый кольцевой образец *1* с намагничивающей обмоткой w_1 и измерительной w_2, охвачено отрицательной обратной связью *ЦОС*. Индуктируемая в обмотке w_2 э. д. с. e_2 сравнивается с постоянным опорным напряжением u_0 от источника *ИОН*, и разность $\Delta u = u_0 - e_2$ управляет изменением намагничивающего тока так, чтобы э. д. с. e_2 оставалась постоянной и равной u_0 с погрешностью неуравновешивания Δu. Тогда и dB/dt будет сохраняться постоянной с той же погрешностью. На кафедре информационно-измерительной техники ЛПИ разработана подобная установка с некоторыми усовершенствованиями, обеспечивающими повышенную точность измерения индукции [62].

Чтобы измеряемые кривые намагничивания не отличались заметно от статических кривых вследствие влияния, главным образом вихревых токов и магнитной вязкости, частота изменения намагничивающего

тока должна быть малой, порядка долей герца, и согласована с собственной частотой подвижной части двухкоординатного самопишущего прибора, который часто применяется для записи кривых.

Автоматизация собственно измерений включает получение и фиксацию числовых значений индукции и напряженности поля, а также регистрацию кривых намагничивания. В большинстве случаев для измерения индукции применяют индукционный преобразователь в виде измерительной катушки, охватывающей образец. Э. д. с., индуктируемая в измерительной катушке, подается на электронный интегратор *И* (см. рис. 20.16), например операционный усилитель с интегрирующей отрицательной обратной связью. Если э. д. с. имеет малое значение,

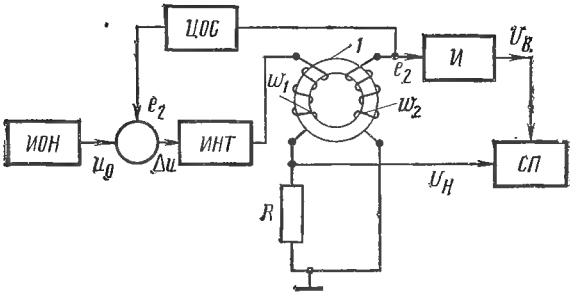


Рис. 20.16

приходится предварительно ее усиливать. Для записи кривых намагничивания применяют двухкоординатный самопишущий прибор. Напряжение с выхода интегратора U_B подается на вход *Y* самопишущего прибора *СП*. На вход *X* этого прибора подается напряжение U_H с резистора *R* известного сопротивления, пропорциональное напряженности поля и изменяющееся во времени линейно.

Устройство Капптуллера, о котором уже говорилось, предусматривает применение для измерения индукции индукционного преобразователя —измерительную катушку, охватывающую образец. Э. д. с. с измерительной катушки подается через преобразователь напряжение—частота на счетчик импульсов, соединенный с печатающим устройством. Специальное управляющее устройство, связанное со счетчиком, отключает двигатель, перемещающий движок реостата, и изменение намагничивающего тока прекращается. Спустя определенное время, необходимое для записи показания счетчика, управляющее устройство снова включает двигатель и процесс повторяется. Если испытывается образец в пермеаметре или электромагните и для измерения напряженности поля применяется индукционный преобразователь в виде измерительной катушки или магнитного потенциалометра, располагаемых на поверхности образца, то э. д. с., индуктируемая в преобразователе, подается на вход самопишущего прибора после усиления и интегрирования (также как и при измерении индукции). Применяется также преобразование э. д. с., индуктированной в измерительной катушке, в частоту, аналогично измерению индукции в устройстве Капптуллера.

Г. Определение динамических характеристик

§ 20.14. Общие соображения

Ранее уже отмечалось довольно большое разнообразие требуемых практикой динамических характеристик, а также существенная зависимость их значений от условий намагничивания и применяемых средств измерений. В связи с этим, приводя данные о динамических характеристиках, необходимо указывать условия эксперимента и средства измерений, которые применялись. Здесь прежде всего имеет значение частота переменного намагничивающего поля и форма кривых магнитной индукции и напряженности поля. Рекомендуется определять динамические характеристики в условиях, приближающихся к условиям эксплуатации испытуемого материала в тех или иных изделиях. Кроме того, важно знать толщину материала образца, имея в виду проявление поверхностного эффекта.

Определяются динамические характеристики чаще всего на образцах в замкнутой магнитной цепи, состоящей только из испытуемого материала (кольцевые, ленточные спирали, квадратная магнитная цепь).

Как и при определении статических характеристик, перед началом испытания образец следует размагнитить и, если определяется основная динамическая кривая намагничивания, эксперимент следует вести, начиная с наименьших значений напряженности поля. Магнитную подготовку образца в данном случае выполняет само переменное периодически изменяющееся намагничивающее поле.

При определении динамических характеристик, несмотря на их разнообразие, если не говорить о некоторых специальных характеристиках, измерению подлежит сравнительно ограниченное число величин: магнитная индукция; напряженность поля; магнитная проницаемость; потери энергии при перемагничивании и их составляющие. Для измерения индукции применяют почти исключительно индукционные преобразователи — неподвижную измерительную катушку, охватывающую образец. В этом случае, очевидно, требуется измерять э. д. с., индуктируемую в измерительной катушке. Напряженность поля рассчитывается по току в намагничивающей обмотке и ее параметрам, так как во многих случаях применяется замкнутая магнитная цепь только из испытуемого материала. Если все же приходится измерять напряженность поля, применяют индукционные и гальваномагнитные преобразователи — такие же, как и при определении статических характеристик. Таким образом и здесь измеряемой выходной величиной является э. д. с.

Для измерения магнитной проницаемости (не вычисления путем деления индукции на напряженность поля) используют два принципиально разных пути: метод измерения отношения двух напряжений, пропорциональных индукции и напряженности поля, и косвенный метод, когда измеряется индуктивность образца с намагничивающей обмоткой с последующим расчетом магнитной проницаемости образца. Потери определяются на основе измерений мощности известными ме-

тодами и средствами измерений мощности, а также путем измерения активного сопротивления, эквивалентного потерям, и тока или тангенса угла потерь.

Чтобы обеспечить режим синусоидального изменения напряженности поля, полное сопротивление намагничивающей цепи должно быть существенно больше (в десятки раз) индуктивного сопротивления образца с намагничивающей обмоткой. Естественно, что напряжение источника питания при этом должно быть синусоидальным.

Для режима же синусоидальной индукции в образце индуктивное сопротивление образца с намагничивающей обмоткой должно во много раз (в несколько десятков раз) превышать полное сопротивление всех остальных участков намагничивающей цепи. Поэтому регулировочных сопротивлений в намагничивающую цепь включать нельзя, а изменение напряжения, подводимого к намагничивающей обмотке, осуществляется изменением напряжения источника питания, который должен быть достаточно мощным, чтобы его кривая напряжения не искажалась при нагрузке. Применяют также методы исправления искаженной кривой разными средствами: с помощью емкостей, включаемых параллельно источнику питания; фильтрацией высших гармоник и др.

а. Определение основных динамических кривых намагничивания

§ 20.15. Применение вольтметров и амперметров

На рис. 20.17 приведена комбинированная схема, позволяющая с помощью вольтметров и амперметра измерять напряжения и силу тока для последующего расчета соответствующих значений индукции и напряженности поля. На этом и последующих рисунках обмотки на образце показаны для простоты сосредоточенными. В действительности намагничивающая обмотка должна быть всегда равномерно распределена по всему кольцу I; измерительная же обмотка может быть в отдельных случаях и сосредоточенной. В режиме синусоидальной напряженности поля, если требуется определить зависимость $B_m = f(H_m)$, для измерения индукции применяют вольтметр V_3 среднего значения; тогда

$$B_m = E_{2\,\text{ср}}/4fs_0 w_2 \approx U_{2\,\text{ср}}/4fs_0 w_2, \qquad (20.10)$$

где $U_{2\text{ср}}$ — показание вольтметра V_3; $E_{2\text{ср}}$ — э. д. с., индуктируемая в измерительной обмотке; f — частота; s_0 — сечение образца; w_2 — число витков измерительной обмотки.

Значение индукции B_m, вычисленное по формуле (20.10), содержит систематическую погрешность, обусловленную тем, что вместо э. д.с. $E_{2\text{ср}}$ берут напряжение $U_{2\text{ср}}$. Поправка может быть рассчитана по формуле (19.13).

Значение H_m рассчитывается по силе тока, действующее значение которого можно измерить либо амперметром, либо вольтметром V_2

действующего значения на известном сопротивлении r_0. Для последнего случая:

$$H_m = w_1 U_{r_0} \sqrt{2}/l_{ср} r_0, \qquad (20.11)$$

где w_1 — число витков намагничивающей обмотки; U_{r_0} — показание вольтметра V_2; $l_{ср}$ — средняя длина окружности кольцевого образца.

Полученные данные позволяют также определить зависимость $B_m = f(H)$.

В режиме синусоидальной индукции для получения зависимости $B_m = f(H_m)$ вольтметр может быть любой — среднего, действующего или амплитудного значения. Если измеряется $U_{2ср}$, то B_m рассчиты-

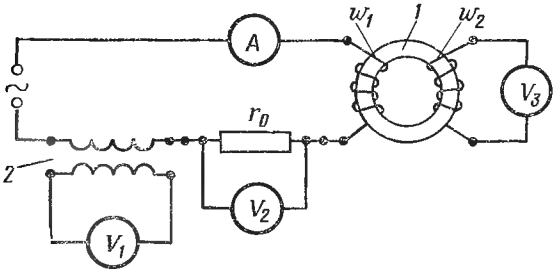


Рис. 20.17

вается по формуле (20.10). Для определения H_m с помощью катушки взаимной индуктивности *2* и вольтметра среднего значения V_1 измеряют амплитуду намагничивающего тока

$$I_m = E_{M\,ср}/4Mf \approx U_{M\,ср}/4Mf,$$

где $U_{Mср}$ — показание вольтметра V_1; M — взаимная индуктивность катушки *2*.

Значение I_m можно определить и по падению напряжения на r_0, применив амплитудный вольтметр. Не представляет труда найти также зависимость $B_m = f(H)$.

При одновременном намагничивании переменным и постоянным полями на образец навивают третью обмотку, питаемую от источника постоянного тока через большую индуктивность. Последняя включается с целью уменьшения индукционного действия переменного магнитного потока в образце. Если при этом режим переменного намагничивания синусоидальный, то значение $\Delta B = B_{max} + B_{min}$ вычисляют по формуле:

$$\Delta B = U_{2ср}/2fs_0 w_2,$$

а $\Delta H = (H_{max} + H_{min})/2 = H_m$ рассчитывают по формуле (20.11).

При синусоидальном изменении индукции $B_m = (B_{max} + B_{min})/2$ и ее значение рассчитывают по формуле (20.10), если ис-

пользуется вольтметр среднего значения, а

$$H_{max}+H_{min}=w_1 E_{M\,ср}/2fMl_{ср},$$

если применяется катушка взаимной индуктивности с вольтметром среднего значения.

Вольтметры должны обладать большим сопротивлением (малым собственным потреблением), а при измерении несинусоидальных напряжений погрешность вольтметров не должна превышать допустимой величины при сильно искаженных кривых напряжений с коэффициентом формы, доходящим до 3,0. Что касается амперметров, то к ним также предъявляется требование, чтобы при сильно искаженных кривых тока погрешность не превышала допустимых пределов.

Области применения вольтметра и амперметра определяются параметрами этих приборов: частотным диапазоном; предельным значением коэффициента формы кривой тока или напряжения; классом точности; собственным потреблением; пределами измерения, которые должны быть согласованы с условиями испытания образцов.

§ 20.16. Применение компенсаторов переменного тока

Из приборов сравнения для определения основной динамической кривой намагничивания применяют компенсаторы переменного тока — как полярнокоординатные, так и прямоугольнокоординатные.

Как известно (см. § 14.5), в компенсаторах переменного тока применяется указатель равновесия сравниваемых э. д. с. (напряжений), настроенный на основную частоту (первую гармонику). Поэтому результаты измерений относятся к первым гармоникам напряжений (э. д. с.), а следовательно, и вычисляемые по ним значения индукции и напряженности поля также соответствуют первым гармоникам.

Схема соединений отличается от схемы, приведенной на рис. 20.17, тем, что в намагничивающей цепи отсутствуют катушка взаимной индуктивности с вольтметром V_1, а также вольтметры V_2 и V_3, амперметр же выполняет вспомогательную роль контрольного прибора для ориентировочной установки намагничивающего тока. Компенсатором измеряют действующее значение первой гармоники э. д. с., индуктируемой в измерительной обмотке E_2, и действующее значение первой гармоники падения напряжения U_{r_0} на активном сопротивлении r_0.

Значения амплитуд первых гармоник индукции B_{m1} и напряженности поля H_{m1} вычисляют по формулам:

$$B_{m1}=E_2/4{,}44fw_2 s_0,\quad H_{m1}=U_{r_0} w_1 \sqrt{2}/r_0 l_{ср}.$$

Обозначения величин в этих формулах те же, что и в формулах (20.10) и (20.11).

По данным измерения намагничивающего тока U_{r_0}/r_0, E_2 и угла сдвига между ними можно найти вещественные и мнимые составляющие вектора $\overline{H}$.

Область применения компенсатора по частоте достаточно узкая, так как компенсаторы переменного тока обычно строятся на диапазон

частот, не превышающий звуковой. Рабочую цепь компенсатора и намагничивающую обмотку на образце следует питать от одного и того же генератора, чтобы не наблюдалось расхождения частот. Кроме того, генератор должен обеспечить синусоидальную форму кривой тока в рабочей цепи компенсатора. Указатель равновесия должен иметь острую настройку на первую гармонику.

б. Определение динамических петель перемагничивания

§ 20.17. Применение электронного осциллоскопа (осциллографа)

На рис. 20.18 показана принципиальная схема для получения динамических петель перемагничивания кольцевого образца *1* с помощью электронного осциллографа *2*. Чтобы на экране осциллографа получить петлю $B_t = f(H_t)$, на горизонтальные пластины подают напряжение, снимаемое с активного сопротивления r_0. Тогда

$$u_{r_0} = r_0 l_{ср} H_t / w_1,$$

где u_{r_0} — мгновенное значение напряжения на r_0; w_1 — число витков намагничивающей обмотки; $l_{ср}$ — средняя длина окружности кольца, т. е. u_{r_0} пропорционально H_t.

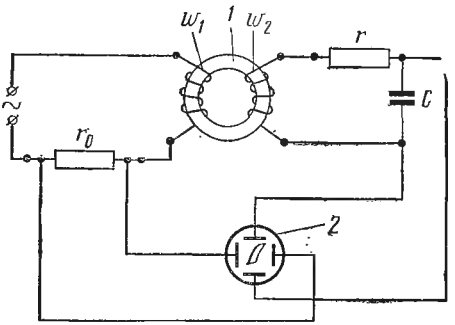


Рис. 20.18

На вертикальные пластины осциллографа требуется подать напряжение, пропорциональное B_t. Для этого между измерительной обмоткой с числом витков w_2 и осциллографом включают интегрирующее устройство, в простейшем виде состоящее из активного сопротивления r и емкости C (см. рис. 20.18). Для этой цепи, предполагая, что входное сопротивление осциллографа равно бесконечности, справедливо следующее уравнение для мгновенных значений э. д. с.:

$$e_2 = -w_2 s_0 \frac{dB_t}{dt} = i_2 r + L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C}\int_0^t i_2\, dt,$$

где e_2 — э. д. с., индуктируемая в измерительной обмотке; s_0 — сечение образца; i_2 — ток во вторичной цепи; L_2 —индуктивность этой цепи, зависящая главным образом от рассеяния магнитного потока.

Если L_2 мала, а $r \gg 1/\omega C$, то

$$-w_2 s_0 (dB_t/dt) \approx i_2 r. \qquad (20.12)$$

Мгновенное значение напряжения на конденсаторе C

$$u_C = \frac{1}{C}\int_0^t i_2\, dt.$$

Подставляя в это выражение значение i_2 из (20.12), получим

$$u_C = -\omega_2 s_0 B_t / Cr,$$

т. е. при данных значениях C, r, ω_2 и s_0 величина u_C пропорциональна B_t.

Чтобы расшифровать динамическую петлю на экране осциллографа, необходимо определить масштабы по горизонтальной и вертикальной осям в магнитных единицах. Для этого можно измерить амплитудным вольтметром напряжение U_{mr_0} на сопротивлении r_0, а вольтметром средних значений — напряжение на измерительной обмотке $U_{2\text{ср}}$. Тогда масштаб по горизонтальной оси в амперах на метр на 1 мм отклонения луча осциллографа будет равен

$$m_x = U_{mr_0} K_H / r_0 x_0,$$

где K_H — постоянная намагничивающей обмотки; x_0 — отклонение луча в миллиметрах по горизонтальной оси, а масштаб по вертикальной оси в теслах на 1 мм

$$m_y = U_{2\text{ср}} / 4 f s_0 \omega_2 y_0,$$

если y_0 — отклонение луча в миллиметрах по вертикальной оси.

Значения индукции и напряженности поля для некоторой точки вычисляют по формулам:

$$B_X = m_y y_B, \quad H_X = m_x x_H,$$

где x_H и y_B — соответственно абсцисса и ордината в миллиметрах для данной точки.

Осциллограф является весьма удобным и простым средством для наблюдения, а при наличии фотоприставки и для фиксации динамических петель перемагничивания в достаточно широком диапазоне частот до 100 кГц. Однако точность результатов измерения довольно ограничена и оценивается величиной порядка 10%, что объясняется наличием ряда систематических погрешностей. Выражение (20.12) является приближенным вследствие указанных допущений. Не учитывается также реакция вторичной цепи на намагничивающую цепь и емкость обмотки на образце.

Для уменьшения погрешности в H_t необходимо, чтобы $i_2\omega_2 \ll i_1\omega_1$. Для уменьшения погрешности в B_t следует измерительную обмотку на образце выполнять возможно тщательней, добиваясь равномерного распределения витков по окружности кольца. Между телом образца и этой обмоткой должен быть минимальный зазор, чтобы практически исключить поправку на поток в зазоре. Постоянная времени интегрирующей цепи Cr должна быть значительно больше $1/(2\pi f)$, где f — частота тока. Ввиду того, что сигналы, получаемые от падения напряжения на r_0 и в измерительной обмотке, часто недостаточны по значению, приходится в каналы осциллографа включать усилители, вследствие чего возникают фазовые и частотные погрешности.

§ 20.18. Применение вольтметров с управляемыми выпрямителями

Этот способ позволяет измерять мгновенные значения магнитной индукции и напряженности поля и тем самым по точкам определять динамическую симметричную петлю перемагничивания.

На рис. 20.19 приведена принципиальная схема включения. Вольтметр V_1 покажет среднее значение напряжения

$$U_{2M\text{ср}} \approx 4Mfi_{t_i},$$

где i_{t_i} — значение намагничивающего тока в момент t_i; M — взаимная индуктивность катушки *1*. Тогда значение напряженности поля в момент t_i

$$H_{t_i} = U_{2M\text{ср}} K_H / 4Mf, \quad (20.13)$$

где K_H — постоянная намагничивающей обмотки.

В тот же момент времени вольтметр V_2 покажет среднее значение напряжения $U_{2\text{ср}}$ и магнитная индукция в момент t_i

$$B_{t_i} = U_{2\text{ср}} / 4w_2 f s_0. \quad (20.14)$$

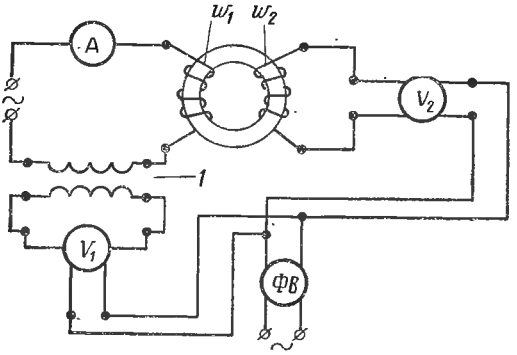


Рис. 20.19

Изменяя фазовращателем *ФВ* начальный момент t_i, можно измерить мгновенные значения индукции и напряженности поля для каждой точки динамической симметричной петли. Намагничивающая цепь и фазовращатель должны питаться от одного и того же источника.

Как следует из выражений (20.13) и (20.14), данный способ позволяет получить также зависимость $B_m = f(H_m)$. Для этого нужно измерить напряжения $U_{2M\text{ср}}$ и $U_{2\text{ср}}$, начиная с момента, когда кривая э. д. с. проходит через нуль. Объективным показателем этого будет являться наибольшее отклонение вольтметров при изменении фазы управляющего напряжения и неизменных условиях эксперимента. Поправка, обусловленная тем, что индукция и напряженность поля вычисляются по показаниям вольтметров, отличающимся от соответствующих значений э. д. с., вводится согласно выражению (19.13).

Данный способ может быть применен и для записи динамической петли с помощью координатного самопишущего прибора, состоящего из двух магнитоэлектрических гальванометров, оси вращения подвижных частей которых расположены под углом 90° друг к другу. Гальванометры включаются вместо вольтметров V_1 и V_2. Луч света от источника направляется на зеркало одного из гальванометров, отражаясь от него, попадает на зеркало второго гальванометра и, отразившись от него, падает на матовый экран. Световое пятно на экране при изменении фазы управляющего напряжения, перемещаясь, опишет динамическую петлю, которая может быть зарисована или сфотографирована.

§ 20.19. Применение мостовых цепей и вычислительных устройств

Модуль комплексной проницаемости, а также ее составляющие можно определить, используя мостовые измерительные цепи переменного тока, позволяющие измерять индуктивность и активное сопротивление. По измеренным значениям индуктивности L_X испытуемого образца (как правило, кольцевого) с равномерно распределенной обмоткой и активного сопротивления $r_ф$, эквивалентного потерям в сердечнике, рассчитываются следующие величины:

а) модуль комплексной проницаемости

$$|\mu_{\sim 1}| = B_{m1}/H_{m1} = \pi d_{ср} L_X / w_1^2 s_0 \cos\delta,$$

где B_{m1} и H_{m1} — амплитуды первых гармоник индукции и напряженности поля; $d_{ср}$ — средний диаметр кольца; w_1 — число витков на образце; s_0 — сечение образца; δ — аргумент комплексной проницаемости (угол потерь). В данном случае модуль комплексной проницаемости определяется по первым гармоникам, так как в мостовых цепях указатель равновесия настраивается на первую гармонику;

б) тангенс угла потерь

$$\operatorname{tg}\delta = r_ф/\omega L_X = (r_X - r)/\omega L_X,$$

позволяющий определить и δ, где r_X — измеренное активное сопротивление образца с обмоткой; r — активное сопротивление обмотки.

Мостовые цепи применяются для определения магнитных характеристик при намагничивании переменным периодическим полем в широком диапазоне частот до десятков мегагерц — чаще всего в слабых магнитных полях, примерно до 100 А/м.

Несмотря на то, что существует большое количество мостовых цепей, допускающих измерения L и r, не каждая из них может удовлетворить конкретным требованиям в отношении диапазона измеряемых величин, частотного диапазона, напряженности намагничивающего поля (или индукции), допустимым погрешностям измерения. Так, схемы, содержащие образцовую переменную индуктивность и активные сопротивления, практически почти не используются, так как меры переменной индуктивности имеют сравнительно невысокую точность и применимы в узком частотном диапазоне (низкие и звуковые частоты). Предпочтительнее применять схемы с регулируемыми емкостями и активными сопротивлениями как более точные, позволяющие производить измерения в достаточно широком диапазоне частот (до 100 кГц) и более удобные в эксплуатации. Следует отметить, что наличие в схеме регулируемых активных сопротивлений ограничивает верхний предел по частоте.

Находят применение, особенно для испытания образцов материалов с малыми потерями, так называемые резонансные мосты, одно из плеч которых содержит испытуемый образец и регулируемую емкость (последовательный резонанс), а остальные плечи — активные сопротивления. Для более высоких частот применяются Т-образные мосты,

содержащие, как правило, регулируемые емкости и нерегулируемые активные сопротивления. Более подробно о применении мостов для определения магнитных характеристик материалов изложено в [63, 64].

Магнитная проницаемость как отношение магнитной индукции к напряженности поля может быть измерена с помощью измерительных устройств, осуществляющих операцию деления двух электрических величин. Для этой цели используется, например, логометр постоянного тока [65]. Напряжения, пропорциональные амплитудам индукции B_m и напряженности поля H_m, выпрямляются и подаются на рамки логометра постоянного тока. Отклонение логометра будет пропорционально $|\mu_\sim| = B_m/H_m$, и шкала прибора может быть градуирована в единицах магнитной проницаемости.

г. Определение потерь

§ 20.20. Определение потерь ваттметром

Наиболее широко применяемым методом определения потерь при намагничивании переменным током низкой и повышенной частот является измерение мощности ваттметром. Верхний предел по частоте ограничивается главным образом частотным диапазоном существующих ваттметров.

Схема соединений при испытании кольцевого образца (или полосовых образцов в замкнутой квадратной магнитной цепи), снабженного намагничивающей w_1 и измерительной w_2 обмотками, показана на рис. 20.20. Чаще всего потери требуется определять в режиме синусоидальной магнитной индукции в функции ее амплитудных значений. Ваттметр, включенный по схеме рис. 20.20, учитывает не только потери при перемагничивании испытуемого образца, но и мощность, расходуемую в вольтметре V, в параллельной обмотке самого ваттметра и в измерительной обмотке на образце. Выражение для этой мощности имеет вид:

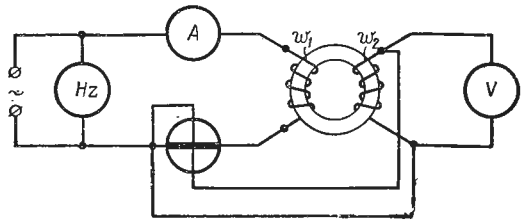


Рис. 20.20

$$(U_2^2/r_2')[1+(r_2/r_2')],$$

где U_2 — действующее значение напряжения на зажимах измерительной обмотки; r_2 — сопротивление измерительной обмотки; $r_2' = r_в r_{вт}/(r_в + r_{вт})$, если $r_в$ и $r_{вт}$ — сопротивления соответственно вольтметра и параллельной цепи ваттметра (индуктивностью пренебрегаем).

Поскольку числа витков намагничивающей и измерительной обмоток в общем случае разные ($w_1 \neq w_2$), показание ваттметра $P_{вт}$

должно быть пересчитано к намагничивающей цепи, т. е. умножено на отношение w_1/w_2. Вместе с тем, ваттметр, параллельная цепь которого находится под напряжением на измерительной обмотке, не учитывает некоторой мощности, переданной в магнитное поле из намагничивающей цепи и обусловленной э. д. с., а не напряжением. В соответствии с этим должна быть введена поправка, равная $P_{вт}(w_1/w_2)(r_2/r_2')$. Таким образом, потери на перемагничивание:

$$P_ф = P_{вт}\frac{w_1}{w_2}\left(1+\frac{r_2}{r_2'}\right)-\frac{U_2^2}{r_2'}\left(1+\frac{r_2}{r_2'}\right)=\left(P_{вт}\frac{w_1}{w_2}-\frac{U_2^2}{r_2'}\right)\left(1+\frac{r_2}{r_2'}\right).$$

Амплитудное значение индукции, при которой измерены потери, вычисляют по формуле (20.10). Для измерения $U_{2ср}$ следует включить вольтметр средних значений. Последнее рекомендуется еще и потому, что не всегда удается обеспечить режим синусоидальной индукции (при больших значениях индукции). Кроме того, по показаниям обоих вольтметров можно определить коэффициент формы $k_ф$ кривой э. д. с. в измерительной обмотке, что позволяет рассчитать суммарные потери для синусоидальной кривой:

$$P_ф' = P_ф - P_в[1-(1{,}11/k_ф)^2],$$

где $P_ф$ — суммарные потери при коэффициенте формы $k_ф$; $P_в$ — потери на вихревые токи при $k_ф$. Чтобы определить $P_в$, необходимо измеренные суммарные потери разделить на составляющие — потери на гистерезис и на вихревые токи. Дополнительные потери в данном методе не учитываются. Для разделения потерь измеряют суммарные потери при одной и той же B_m и двух разных частотах f_1 и f_2. Так как потери на гистерезис пропорциональны первой степени частоты, а потери на вихревые токи — квадрату частоты, то суммарные потери можно выразить в виде суммы двух слагаемых:

$$P_ф = af + bf^2;$$

тогда

$$P_{ф1} = af_1 + bf_1^2, \quad P_{ф2} = af_2 + bf_2^2.$$

Решая полученные уравнения, находим для какой-либо из этих частот потери на гистерезис $P_{г1} = af_1$ и на вихревые токи $P_{в1} = bf_1^2$.

Отметим некоторые источники систематических погрешностей. Об одном из них — отличии кривой э. д. с. от синусоидальной — уже говорилось. В значение индукции, вычисленной по формуле (20.10), следует ввести поправку на поток в зазоре между телом образца и измерительной обмоткой, пользуясь выражением (20.9). Э. д. с., индуктируемые в измерительной обмотке и обусловленные потоком образца и потоком в зазоре, не совпадают по фазе, поэтому, строго говоря, в (20.9) это следовало бы учесть. Однако во многих случаях поправка на поток в воздухе имеет более или менее заметное значение при высоких индукциях; тогда угол сдвига между указанными векторами становится весьма малым и пользоваться выражением (20.9) практически допустимо.

При перемагничивании испытуемого образца он нагревается, изменяется его электрическое сопротивление и, следовательно, изменяются потери на вихревые токи. Очевидно не следует допускать сколько-нибудь заметного нагревания или же надо вводить соответствующую поправку, измеряя температуру образца и пользуясь температурным коэффициентом электрического сопротивления материала образца.

Чтобы исключить погрешность, обусловленную тем, что в формулу (20.10) вместо э. д. с. $E_{2ср}$ входит напряжение $U_{2ср}$, вводят поправку согласно выражению (19.13).

§ 20.21 Определение потерь компенсатором

Потери могут быть определены также с помощью компенсатора переменного тока. Пользуясь схемой, приведенной на рис. 20.17, измеряют действующее значение первой гармоники намагничивающего тока I_1 по падению напряжения U_{r0} на r_0, действующее значение первой гармоники э. д. с. E_{21} в измерительной обмотке и угол сдвига φ между векторами $\overline{I}_1$ и э. д. с., уравновешивающей э. д. с. E_1 в первичной обмотке. Потери вычисляют по формуле:

$$P_ф = E_2 (w_1/w_2)(U_{r0}/r_0)\cos\varphi; \qquad (20.15)$$

угол потерь $\delta = 90^\circ - \varphi$.

Значение потерь, вычисленное по формуле (20.15), может содержать систематическую погрешность, если кривые индукции, напряженности поля и напряжения источника питания отличаются от синусоидальных.

С помощью компенсатора можно определить также комплексное магнитное сопротивление и его составляющие [63, 64].

§ 20.22. Определение потерь мостом

Как уже указывалось, для испытания магнитномягких материалов, преимущественно при повышенных и высоких частотах в слабых магнитных полях, широко используются мостовые цепи. По данным измерения активного сопротивления r_X и индуктивности L_X рассчитывают тангенс угла потерь:

$$\operatorname{tg}\delta = r_ф/\omega L_X = (r_X - r)/\omega L_X,$$

где $r_ф$ — активное сопротивление, эквивалентное потерям; r — активное сопротивление обмотки на образце.

Зная $r_ф$, можно вычислить потери:

$$P_ф = I_X^2 r_ф,$$

где I_X — действующее значение тока в обмотке на образце.

И в этом случае возникает систематическая погрешность, обусловленная теми же причинами, которые были указаны при измерении потерь компенсатором.

Для определения коэффициентов потерь, т. е. разделения потерь на гистерезис, вихревые токи и дополнительные, требуется измерить

тангенсы угла полных потерь при двух значениях напряженности поля H_1 и H_2 и постоянной частоте, а также при постоянной напряженности поля и двух разных частотах f_1 и f_2. Тогда:

коэффициент потерь на гистерезис

$$\delta_г = (\operatorname{tg} \delta_{H_2} - \operatorname{tg} \delta_{H_1})/(H_2 - H_1);$$

коэффициент потерь на вихревые токи—

$$\delta_в = (\operatorname{tg} \delta_{f_2} - \operatorname{tg} \delta_{f_1})/(f_2 - f_1);$$

коэффициент дополнительных потерь—

$$\delta_д = \operatorname{tg} \delta - \delta_г H - \delta_в f,$$

где $\operatorname{tg} \delta$ — измеренный тангенс угла полных потерь.

Изложенный метод разделения потерь имеет в виду слабые магнитные поля и диапазон частот ($f_2 - f_1$), в области которых имеют место прямолинейные зависимости тангенса угла потерь от H и f.

§ 20.23. Определение магнитных характеристик материалов при импульсном намагничивании

Для материалов, применяемых в таких устройствах, как импульсные трансформаторы, требуется обычно определять импульсную кривую намагничивания как зависимость наибольших изменений индукций от наибольших изменений напряженности поля [$\Delta B_m = f(\Delta H_m)$] при намагничивании импульсами напряженности поля ΔH_m. В этом случае изменение магнитного состояния материала происходит по частным несимметричным петлям намагничивания, причем эти петли могут опираться на любые точки основной кривой намагничивания или предельной петли.

На рис. 20.4, *б* показана одна из возможных частных петель, вершина которой опирается на основную кривую (точка *E*) и точку остаточной индукции B_r при воздействии прямоугольного однополярного импульса *1* напряженности поля ΔH_m.

На рис. 20.21 приведена упрощенная структурная схема установки для получения импульсной кривой намагничивания $\Delta B_m = f(\Delta H_m)$. Генератор импульсов *ГИ* соединен с намагничивающей обмоткой w_1 на испытуемом образце *1* и активным резистором *r*. К измерительной обмотке w_2 присоединен интегратор *ИН*, на выходе которого включен амплитудный вольтметр *АВ*. Наибольшее изменение индукции ΔB_m определяют по показанию *АВ*, который должен быть в сочетании с интегратором градуирован в единицах потока. В частном случае применения интегрирующей *rC*-цепи

$$\Delta B_m = rCU_{mC}/s_0 w_2,$$

где U_{mC} — амплитудное значение напряжения на конденсаторе, измеряемое амплитудным вольтметром; s_0— сечение испытуемого образца. При этом имеется в виду, что постоянная времени интегрирующей цепи во много раз больше продолжительности импульса и импульсы имеют практически прямоугольную форму.

При прямоугольной форме импульсов ΔB_m можно рассчитать по амплитудному значению напряжения U_{m2}, измеренному амплитудным вольтметром непосредственно на зажимах измерительной обмотки, по формуле:

$$\Delta B_m = U_{m2}\tau / s w_2,$$

где τ — продолжительность импульса, которую можно определить с помощью электронного осциллографа, наблюдая импульс э. д. с. в *ИК*.

Соответствующие ΔB_m значения напряженности поля ΔH_m вычисляют по амплитуде тока в намагничивающей обмотке, измеряя амплитудным вольтметром *АВ* падение напряжения на *r*, предварительно усиленное усилителем *Ус*. Применяя амплитудные вольтметры, следует иметь в виду, что их показания зависят от формы импульсов, их длительности и частоты повторения, скважности, причем эти зависимости в разной степени проявляются у различных типов приборов.

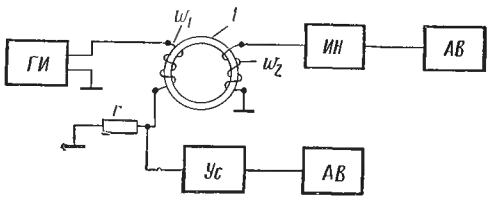


Рис. 20.21

При определении импульсных кривых намагничивания применяют также электронный осциллограф, с помощью которого наблюдают импульсы э. д. с., индуктированной в *ИК*, напряжение на резисторе *r* и находят амплитудные значения этих величин.

Микроминиатюризация элементов цепей, главным образом вычислительных, автоматических и измерительных устройств, коснулась также и магнитных элементов (кольцевые сердечники с наружным диаметром в десятые доли миллиметра и сечением в десятые доли квадратных миллиметров). Определение магнитных характеристик, в первую очередь статических, такого рода сердечников с достаточной точностью встречает большие трудности вследствие недостаточной чувствительности обычных классических методов измерения магнитного потока испытуемого объекта (индукционно-импульсный метод с баллистическим гальванометром или веберметром). В первую очередь это относится к материалам с *ППГ* (ферриты и металлические ленты толщиной в десятки микрометров).

Как уже указывалось, для этих материалов основной статической характеристикой является предельная петля гистерезиса. Для получения этой петли на одном кольцевом образце очень малых размеров применяется метод, являющийся разновидностью индукционно-импульсного метода, но имеющий свою специфику, заключающуюся в том, что при измерении образец подвергается действию постоянного и импульсного полей [66].

На рис. 20.22 изображена упрощенная принципиальная схема для определения квазистатической гистерезисной петли. Образец *1* намагничивается постоянным магнитным полем некоторой напряженностью

$H_п$ (см. рис. 20.7) и перемагничивается импульсным полем напряженностью $H_и$. Положим, что при действии $H_п$ магнитное состояние образца характеризуется некоторой точкой A на гистерезисной петле (см. рис. 20.7). Затем на обмотку w_2 (см. рис. 20.22) подается от генератора *ГИ* импульс тока прямоугольной формы, благодаря чему происходит перемагничивание образца в обратном направлении. Амплитуда $H_и$ (см. рис. 20.7) и длительность $t_и$ импульса должны быть такими, чтобы обеспечивалось полное перемагничивание по предельной петле до области практического насыщения материала сердечника (точка $B_м$ на рис 20.7). Частота же следования импульсов не должна быть высокой, чтобы намагничивание приближалось к статическому. Как

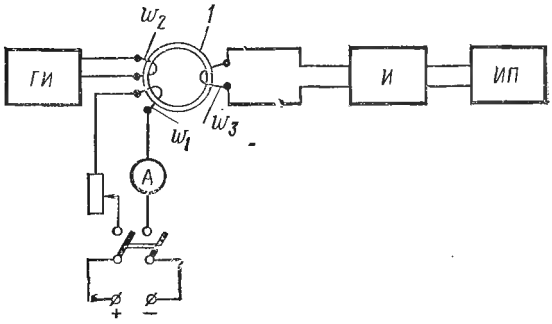


Рис. 20.22

намагничивание, так и перемагничивание образца производятся одним проводом ($w_1 = w_2 = 1$). Напряженности поля рассчитываются по формуле (20.1).

При подаче импульса тока в обмотке w_3 (см. рис. 20.22) возникает импульс индуктированной э. д. с., поступающий на интегратор *И* (обычно электронный). Напряжение импульсного характера, получаемое на выходе интегратора, будет пропорционально изменению потока в образце, происшедшему за время импульса $H_и$ (см. рис. 20.7). Это напряжение подается либо на электронный осциллограф, либо измеряется импульсным вольтметром *ИП* (см. рис. 20.22). Таким образом, в данном методе всегда измеряется некоторое изменение магнитного потока.

Устанавливая различные значения $H_п$ и каждый раз измеряя изменение полного потока $\Delta\Psi = \Delta B s_0 w_3$ при подаче импульса $H_и$, можно получать отдельные точки квазистатической петли гистерезиса. По измеренным значениям изменений потока могут быть рассчитаны значения изменений индукции $\Delta B = B_м - B_A$, если известно сечение образца s_0. Однако так как миниатюрный сердечник имеет весьма малые сечения (доли квадратных миллиметров), то погрешность его определения, а следовательно, и индукции, оказывается очень большой. Поэтому предпочитают определять гистерезисную петлю как зависимость потока Ф от м. д. с. F. Измерительные установки, основанные

на этом методе, требуют градуировки, например, по стандартным образцам.

При определении динамических характеристик материалов (сердечников) с *ППГ* может быть применена в принципе схема, изображенная на рис. 20.22, с тем отличием, что обе обмотки на образце получают питание от генератора импульсов, причем направления токов в обмотках противоположны друг другу. Характеристики определяются при перемагничивании разнополярными прямоугольными импульсами. Один из них ($H_{и1}$ = const на рис. 20.7) должен иметь такую амплитуду, чтобы намагничивание сердечника происходило по предельной петле, а последующее перемагничивание импульсами противоположной полярности ($H_{и2}$ = var на рис. 20.7) происходило всегда из точки B_r.

Для различных значений $H_{и2}$ измеряют амплитуды токов I_{m1} и I_{m2} амплитудным вольтметром или осциллографом и напряжение на выходе интегратора или импульсы напряжения непосредственно на *ИК*, предварительно усиленные, с помощью осциллографа. Кроме того, определяют время перемагничивания, т. е. время импульса э. д. с. $\tau_и$, обычно на уровне 0,1 ее амплитудного значения, например наблюдая эти импульсы на осциллографе также при разных значениях $H_{и2}$. Зависимость $1/\tau_и = f(H_{и2})$ позволяет графически, путем экстраполяции ее прямолинейного участка до пересечения с осью абсцисс, найти так называемую напряженность поля трогания $H_т$ и другие динамические параметры (см. § 20.3) [67].

Описанные методы определения характеристик и параметров материала с *ППГ* применяются при выборочном контроле сердечников и при исследовательских работах. На практике же требуется 100% контроль сердечников в массовом количестве. Для этой цели применяют метод сопоставления тех или иных параметров испытуемого и стандартного образцов, например импульсов э. д. с. на измерительных обмотках при импульсном перемагничении образцов по той или иной программе, в частности близкой к той, по которой работает сердечник в соответствующих устройствах. Используется также метод сравнения при встречном включении измерительных обмоток испытуемого и стандартного образцов [67].

§ 20.24. Средства измерений для определения динамических характеристик, изготовляемые промышленностью СССР

К таким средствам измерений, изготовляемым заводом «Точэлектроприбор», относятся:

1) установка У5018, предназначенная для определения динамических характеристик кольцевых образцов магнитномягких материалов. В ней используются описанные ранее методы с применением вольтметров и амперметра для определения основных динамических кривых намагничивания и дополнительно электронного ваттметра для измерения потерь. В состав установки входит также двухлучевой электронный осциллограф, позволяющий наблюдать и фотографировать динамические кривые перемагничивания, кривые магнитного потока и напряжен-

ности поля. Частотный диапазон от 200 Гц до 10 кГц (несколько фиксированных частот). Можно также производить испытания при подмагничивании образца постоянным полем;

2) установка У5017, в которой применены две мостовые цепи, предназначенные для измерения индуктивности и активного сопротивления испытуемого кольцевого образца с намагничивающей обмоткой в режиме синусоидальной индукции или синусоидальной напряженности поля (две мостовые цепи). Частотный диапазон от 400 Гц до 10 кГц. Как эта, так и предыдущая установка питаются от звукового генератора через усилитель мощности;

3) установка У542 (феррометр), основанная на применении описанного ранее метода с вольтметром и управляемым фазочувствительным выпрямителем для получения основной динамической кривой намагничивания на переменном токе частотой 50 Гц. Возможно также и определение потерь путем дополнительного измерения угла сдвига между векторами индукции и напряженности поля. В комплект установки входит электронный осциллограф, что позволяет наблюдать динамические петли перемагничивания, кривые магнитного потока и намагничивающего тока. На установке можно испытывать не только кольцевые, но и полосовые образцы в специальном пермеаметре, снабженном индукционным преобразователем для измерения напряженности поля в виде измерительной катушки, расположенной между полосами испытуемого образца;

4) установка У578, предназначенная для испытаний электротехнической стали по ГОСТ 802—58 «Сталь электротехническая тонколистовая». Она позволяет определять основную статическую кривую намагничивания нулевым индукционно-импульсным методом сравнения со стандартным образцом и потери при частоте 50 Гц также нулевым методом с помощью ваттметра на полосовых образцах, образующих квадратную магнитную цепь (в приборе типа Эпштейна). Кроме того, имеется возможность в пермеаметре определять основную статическую кривую намагничивания индукционно-импульсным методом;

5) установка У5011, предназначенная для определения потерь в полосовых образцах электротехнической стали в квадратной магнитной цепи общей массой 10 или 1 кг (в приборе типа Эпштейна) с помощью ваттметра в диапазоне частот 25—1000 Гц;

6) установка У5013, специально предназначенная для автоматического определения динамических характеристик холоднокатаной электротехнической стали в агрегатах непрерывного отжига на металлургических заводах. Результаты измерений основной динамической кривой намагничивания (две точки при напряженности поля 1А/см и 25 А/см) и удельные потери при $B_m = 1{,}5$ Т и 50 Гц, а также при $B_m = 1$Т и 400 Гц фиксируются на самопишущих электронных компенсаторах.

Методы определения магнитных и электрических свойств электротехнической стали детально описаны в ГОСТ 12119—66.

ЧАСТЬ ПЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ

Глава XXI

ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ И ЛИНЕЙНЫХ РАЗМЕРОВ

§ 21.1. Общие соображения

Подлежащие измерению размеры подразделяют на угловые и линейные.

Угловые размеры чаще всего ограничены полной окружностью, т. е. 360°, и измеряются применяемыми в технике методами (исключая метрологические и астрономические измерения) с погрешностью до 0,5÷1′. Практически полный диапазон угловых размеров чаще всего не превосходит $Д = 2000—4000$.

Наибольшее применение получили методы, использующие реостатные преобразователи, верхний предел измерения которых может достигать 360°, однако чаще они выполняются на 90, 60 или 10÷15° и обеспечивают порог чувствительности порядка 10÷20′.

Для более точных измерений применяют дискретные методы на основе электроконтактных преобразователей, а также кодовых дисков (см. § 26.4) с контактным, фотоэлектрическим и индуктивным съемом сигнала. Эти методы обладают погрешностью до 1÷30″. Порог чувствительности порядка 1″ может быть достигнут и у приборов с индуктивными или фотоэлектрическими преобразователями.

Измерение линейных размеров требуется выполнять в значительно большем диапазоне — от долей микрометра, например при измерении микрогеометрии шероховатостей в процессе производственного контроля чистоты отделки поверхностей в точном машиностроении, и до многих сотен и тысяч километров при измерении расстояний в геодезии, навигации или астрономии.

Диапазон размеров, встречающихся при технических измерениях, можно подразделить на ряд характерных групп. Это — расстояния между какими-либо телами, когда измеряемые размеры, как правило, превосходят несколько метров; измерение уровней, т. е. разностей уровней верхнего и нижнего бьефов гидростанций, уровней горючего в нефтехранилищах, баках самолетов и автомобилей, уровней зерна в элеваторах и т. п., когда подлежащие измерению размеры находятся в

пределах от 100 мм до 100 м. Измерение размеров в машиностроении чаще всего производится в пределах от единиц или десятков микрометров до нескольких метров. И, наконец, при измерении толщины тонких пленок или шероховатости измеряемые размеры находятся в пределах от долей до десятков микрометров.

Для каждой из этих групп размеров установились и свои методы измерений. Так, для измерения больших расстояний используются или локационные методы (радиолокация, звуколокация) или методы подсчета пройденного пути (подсчет полного числа оборотов колеса автомобиля, числа оборотов вертушки морского лага и др.).

Для измерения уровней разрабатываются специальные типы измерительных преобразователей с постоянной чувствительностью на необходимой длине или применяются предварительные масштабные преобразователи (рычажные, зубчатые или ременные передачи), уменьшающие измеряемое изменение уровня до такого размера, который уже может быть воспринят соответствующими электрическими измерительными преобразователями (например, реостатными, индуктивными или емкостными).

Для измерения размеров, встречающихся в машиностроении, применяют, как правило, специализированные приборы с различными электрическими измерительными преобразователями. Применение некоторых преобразователей по диапазонам измерения условно показано в табл. 21.1.

Таблица 21.1

Тип преобразователя	0,1 мкм	1 мкм	10 мкм	100 мкм	1 мм	10 мм	100 мм
Реостатные					———	———	———
Кодовые линейки				———	———	———	———
Емкостные			———	———	———	———	———
Индуктивные		———	———	———	———	———	
Электроконтактные			———	———	———	———	———
Тензорезисторы		———	———	———			
Пьезоэлектрические	———	———	———	———			

Для измерений наивысшей точности (метрологических) используют методы, основанные на интерференции света, а также методы компарирования с помощью микроскопов и фотоэлектрических преобразователей.

Для измерения толщин ленточного или листового материала могут быть применены те же преобразователи, что и для измерения размеров, сконструированные, однако, так, чтобы ощупывающие детали преобразователя были подведены к ленте с обеих сторон.

В то же время, в целом ряде случаев задача измерения толщины осложняется тем, что объект измерения имеет доступ только с одной стороны. Такова, например, задача измерения толщины слоя электро-

литических покрытий, слоя краски или ржавчины на корпусе корабля. Для решения таких задач применяют ультразвуковые, магнитные или ионизационные методы и соответствующие измерительные преобразователи.

§ 21.2. Измерение угловых размеров

Устройства для измерения угловых перемещений часто выполняются на основе реостатных преобразователей (см. § 8.1). Их достоинствами являются относительно высокая точность (погрешность до 0,05÷0,03%), большая выходная мощность, что исключает необходимость применения усилителей, и простота устройства.

В качестве примера, на рис. 21.1 показано устройство реостатного преобразователя типа МУ-62, серийно выпускаемого нашей промышленностью для измерения углов поворота. Здесь измеряемое угловое перемещение рычагом *1* передается движку *2* реостатного преобразователя *3*, имеющего сопротивление 250 Ом. Полный угол поворота ползунка составляет 60°, а основная погрешность не превосходит ±0,3°.

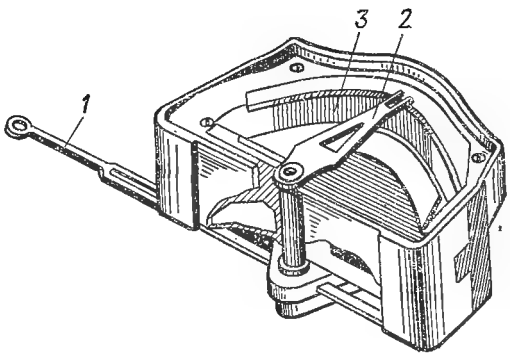


Рис. 21.1.

На рис. 21.2 показано устройство индуктивного преобразователя и приведены схема двухкомпонентного прибора типа *ДУ*. Здесь подвижный якорь *1* имеет две степени свободы и может отклоняться от центрального положения как в плоскости оси *X*, так и в плоскости оси *Y*. Два дифференциальных индуктивных преобразователя *2* и *3* включены соответственно в два питаемых переменным током частотой 500 Гц неравновесных моста M_X и M_Y с фазочувствительными демодуляторами *ФЧД* и двумя указателями *Ук*, по которым и отсчитываются координаты φ_X и φ_Y измеряемого углового отклонения. Предел измерения этих приборов составляет 2,5°, а порог чувствительности — 0,5′.

Устройство электролитического преобразователя схематически изображено на рис. 21.3, *а*. Здесь верхняя крышка *1* сосуда выполнена из изоляционного материала и содержит четыре симметрично расположенных и запрессованных в нее контакта *2*. Металлическое дно *3* является токоподводом к электролиту *4*, заполняющему внутреннюю полость с воздушным пузырьком *5*, который при строго вертикальном положении сосуда перекрывает ровно половину каждого из четырех контактов.

Преобразователь включается в два неравновесных моста переменного тока с фазочувствительными указателями $Ук_1$ и $Ук_2$ (рис. 21.3, *б*).

При вертикальном положении преобразователя электролитические сопротивления между дном и каждым из контактов оказываются равными между собой, и оба моста находятся в равновесии.

При отклонении преобразователя на некоторый угол φ от вертикали (рис. 21.3, *в*) воздушный пузырек располагается несимметрично: одни контакты больше покрываются электролитом, а другие почти выходят из него. Их сопротивления становятся неравными между собой, нарушается равновесие мостов, и указатели дают показания, зависящие от углов отклонения, каждый в своей плоскости.

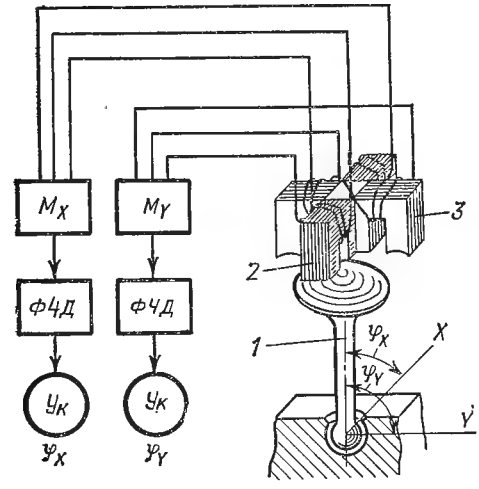


Рис. 21.2

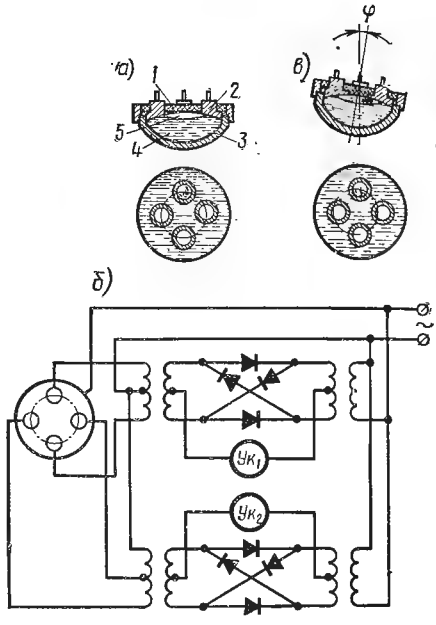


Рис. 21.3

По стабильности такие приборы несколько уступают приборам с индуктивными преобразователями, но резко отличаются от них своей исключительной простотой и поэтому находят широкое применение.

В последние годы все чаще используются дискретные преобразователи — кодовые диски (см. § 26.4), которые своим возникновением и развитием обязаны, прежде всего, потребностям точного измерения углов в аэронавигации и технике автоматического наведения на цель ракет и снарядов. При использовании двух кодовых дисков, связанных между собой через редуктор (так называемые системы «грубого» и «точного» отсчетов), порог чувствительности системы достигает единиц угловых минут. Например, два кодовых диска с шестиразрядным двоичным кодом (отсчет 64 градаций), связанных через редуктор с передаточным отношением 1 : 64, обеспечивают отсчет 12 двоичных разрядов (т. е. полное число градаций $Д_п = 4096$) с погрешностью 0,5′.

В практике технических измерений угловых размеров находят применение и многие другие методы [68].

§ 21.3. Измерение расстояний

Простейшим и наиболее распространенным методом измерения расстояния, пройденного движущимся объектом, является подсчет числа оборотов колеса, сцепляющегося с полотном дороги. Таким методом измеряется путь автомобиля с помощью механического счетного механизма барабанного типа (см. § 4.9), подключаемого к трансмиссии автомобиля через соответствующий понижающий редуктор. В более сложных устройствах, например в современных морских лагах, передача угла поворота крыльчатки лага к измерительному устройству осуществляется электрическим путем с помощью синхронной сельсинной передачи. А в наиболее совершенных современных приборах этого типа преобразователь, воспринимающий скорость вращения колеса или крыльчатки, преобразует ее в частоту электрических импульсов. Пройденный путь определяется как интеграл от скорости по времени путем подсчета полного числа электрических импульсов за время пути, подсчитываемых электронными счетчиками числа импульсов с непрерывной выдачей результатов на светящееся табло цифрового прибора и с их одновременным вводом в цифровые вычислительные или управляющие устройства.

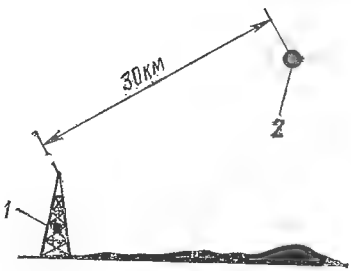


Рис. 21.4

По существу этим же методом производится точное измерение пути на начальном, наиболее ответственном участке при запуске космических ракет. Однако из-за отсутствия в этом случае элементов, «сцепляющихся с полотном дороги», в качестве исходного явления используется эффект Доплера, состоящий в кажущемся для неподвижного наблюдателя изменении частоты передатчика удаляющейся ракеты. Это изменение частоты пропорционально (как и при использовании элементов, сцепляющихся с полотном дороги) скорости движения. Поэтому подсчет электронными счетчиками интеграла от «доплеровской частоты» позволяет получить непосредственный цифровой отсчет мгновенных значений пройденного пути; его легко ввести в цифровые управляющие устройства и тем самым обеспечить высокую точность управления пуском ракеты.

Другим широко используемым методом измерения расстояний является метод, применяемый в радиолокации. Этот метод (рис. 21.4) состоит в том, что мощным передатчиком *1* в направлении объекта, расстояние до которого должно быть измерено, излучается короткий (например, 1 мкс) радиоимпульс. Достигнув объекта *2*, он отражается от него, через некоторое время отраженный импульс возвращается обратно и воспринимается чувствительным приемником. Естественно, что время, прошедшее с момента излучения импульса до момента его возвращения, тем больше, чем больше расстояние до отразившего его объекта, так как скорость распространения электромагнитных коле-

баний есть величина постоянная. В воздухе эта скорость, как известно, равна $c = 300\,000$ км/с и если расстояние до объекта (см. рис. 21.4) равно, например, 30 км, то измеряемому расстоянию в 30 км соответствует затрата времени в 200 мкс.

Наблюдение таких малых отрезков времени производится на экране электроннолучевой трубки. Если длина хода луча по экрану трубки (рис. 21.5) составляет 100 мм (шкала *4*), начало развертки определяется моментом излучения импульса *1*, а время прохождения лучом полной длины развертки равно 400 мкс (шкала *5*), то импульс *2*, отразившийся с расстояния в 30 км, будет наблюдаться точно по середине длины хода луча, а импульс *3*, отразившийся с расстояния в 45 км—на 3/4 хода луча.

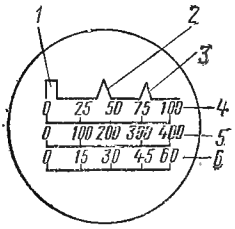


Рис. 21.5

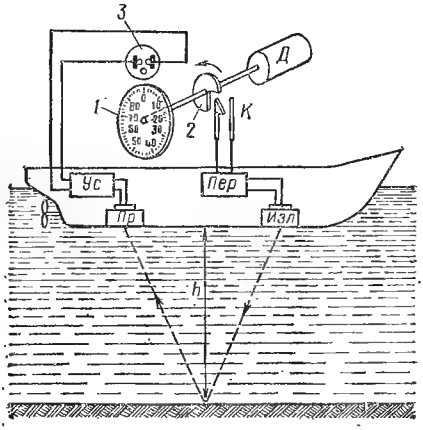


Рис. 21.6

Таким образом, экран трубки может быть проградуирован в значениях измеряемого расстояния, в километрах, как это и показано на шкале *6*.

Описанный метод не пригоден для измерения малых расстояний (меньше нескольких километров), так как в этом случае затрачиваемое время становится слишком малым. Поэтому для измерения расстояний в несколько километров или сотен метров удобнее использовать для локации не электромагнитные, а акустические колебания, скорость распространения которых много меньше.

Наиболее типичным примером использования акустической локации может служить измерение глубины моря с помощью ультразвуковых эхолотов. Метод гидролокации иллюстрируется рис. 21.6. Скорость распространения звуковых колебаний в морской воде составляет около 1,5 км/с, т. е. в 200 000 раз меньше скорости распространения электромагнитных колебаний. Поэтому этим методом могут измеряться как достаточно большие (несколько километров), так и очень малые (несколько миллиметров) расстояния. Принцип использования этого метода заключается в следующем. Двигатель *Д* вращает с равномерной скоростью диск *1* с нанесенной на нем шкалой отметок и кулачок *2*. В момент замыкания кулачком *2* контактов *К* включается передатчик *Пер*. Ультразвуковой импульс с частотой порядка 20 кГц излучается излучателем *Изл*, отражается от дна моря и воспринимается прием-

ником ультразвуковых колебаний *Пр*. За это время диск *1* поворачивается на некоторый угол, пропорциональный истекшему времени, т. е. измеряемой глубине. Импульс, воспринятый приемником *Пр*, усиливается усилителем *Ус* и используется для зажигания неоновой лампы *3*. Короткая вспышка этой лампы освещает то деление шкалы диска *1*, которое и соответствует измеряемой глубине. Так как диск вращается непрерывно и излучаемые импульсы непрерывно следуют друг за другом, то наблюдатель видит освещенным каждый раз одно и то же деление шкалы, соответствующее измеряемой глубине.

Этот же метод используется для ультразвукового «просвечивания» металлических изделий с целью обнаружения в них трещин, раковин или других инородных включений и называется ультразвуковой дефектоскопией. Передатчик и приемник ультразвуковых колебаний непосредственно соприкасаются с исследуемой деталью. Из-за небольших расстояний (несколько миллиметров) время прохождения импульса оказывается весьма малым (примерно таким же, как в описанном ранее методе радиолокации), и для его наблюдения используется развертка на экране электроннолучевой трубки, как было показано на рис. 21.5.

§ 21.4. Измерение уровней

Наиболее простым методом измерения уровней, т. е. расстояний порядка долей метра или нескольких метров, является применение масштабных преобразователей в виде рычажных или ременных передач с последующими реостатными преобразователями. Примером

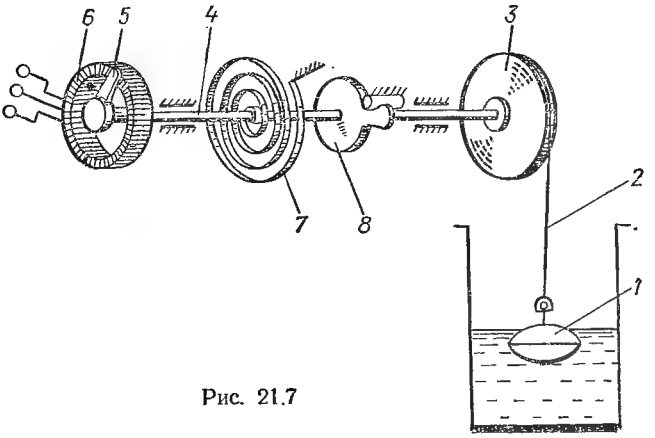


Рис. 21.7

может служить серийно выпускаемый преобразователь линейных перемещений типа ДЛП-1, устройство которого показано на рис. 21.7. Здесь поплавок *1*, воспринимающий измеряемый уровень, тросом *2* связан со шкивом *3*. Поворот шкива валом *4* передается движку *5* реостатного преобразователя *6*, который включается в электрическую цепь прибора. Непрерывный натяг троса *2* осуществляется пружиной

7, а предохранение реостатного преобразователя от кругового проворота обеспечивается стопорным кулачком 8. Основная погрешность такого прибора составляет ±0,5% от предела измерения.

Широкое применение находят емкостные преобразователи (см. § 10.2), так как в них легко достигнуть линейного изменения емкости на протяжении сравнительно большой длины. В качестве иллюстрации на рис. 21.8 показаны устройство и схема уровнемера типа ЭИУ-1В. Прибор предназначается для измерения уровня жидких, легко воспламеняющихся, горючих, взрывоопасных и агрессивных сред в диапазоне от 0 до 5 м.

Емкостный преобразователь 1 этого прибора представляет собой прямолинейный металлический стержень, покрытый слоем химически стойкой изоляции. При пустом баке 2 собственная емкость стержня

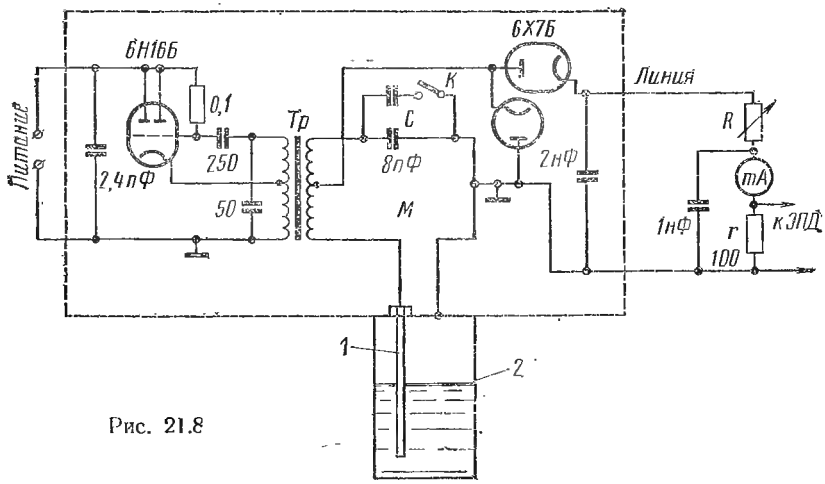


Рис. 21.8

составляет 8 пФ. При заполнении бака горючим, вследствие отличия диэлектрической проницаемости горючего от диэлектрической проницаемости воздуха, она возрастает до 30 пФ. Эта емкость включается в плечо неравновесного моста *М*, второе плечо которого состоит также из конденсатора *С* емкостью 8 пФ, а два других плеча образованы обмотками питающего трансформатора *Тр*. Мост питается от высокочастотного (1÷10 МГц) генератора на сверхминиатюрной вакуумной лампе типа 6Н16Б, а напряжение с измерительной диагонали моста выпрямляется по схеме удвоения напряжения двумя диодами сверхминиатюрной лампы типа 6Х7Б; при этом в качестве второй емкости схемы удвоения напряжения используется емкость параллельного соединения обоих емкостных плеч моста.

Генератор, мост и выпрямитель конструктивно смонтированы в головке (70×120 мм) штыря емкостного преобразователя. Указателем прибора служит или миллиамперметр *mA* или автоматический компенсатор типа ЭПД, на вход которого подается падение напряжения на сопротивлении *r*, равном 100 Ом.

Для установки номинального значения чувствительности прибора при пустом баке ключом K к конденсатору в 8 пФ подключается вторая емкость, дополняющая ее до 30 пФ (что соответствует полному заполнению бака), и в этих условиях регулировкой резистора R указатель прибора устанавливается на последнее деление шкалы.

Прибор может измерять уровни жидкостей при температурах от -100 до $+100°$ С и давлении от 0 до 10^6 Н/м². Основная погрешность составляет $\pm 2{,}5\%$, а температурная — 1% на каждые 10° С.

§ 21.5. Измерение размеров в машиностроении

В подавляющем большинстве случаев особенность таких измерений состоит в том, что измерению подлежит не все значение размера, а лишь его отклонение от некоторого заданного значения, так как при изготовлении детали контролируется точность выполнения размера, заданного чертежом. Поэтому номинальное значение размера задается предварительной установкой, а измеряется лишь отклонение фактически получившихся размеров от заданных. Эти отклонения при любых значениях самих размеров, как правило, не превосходят долей миллиметра.

Электрические микрометры находят самое широкое применение и чаще всего выполняются на основе электроконтактных, индуктивных и емкостных преобразователей.

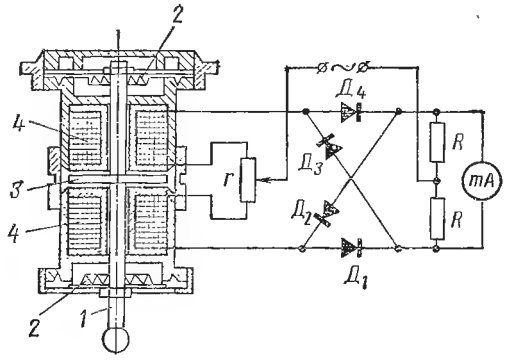


Рис. 21.9

В качестве примера использования индуктивного преобразователя можно привести прибор ЦНИИТМАШ для измерения малых перемещений, схема и устройство которого приведены на рис. 21.9. Здесь измерительный шток *1*, закрепленный на мембранах *2*, перемещает ферромагнитный якорь *3*, изменяющий индуктивность катушек *4*. Выходной указатель прибора, миллиамперметр *mA* на $\pm$ 10 мА, подключается к преобразователю через фазочувствительный выпрямитель на диодах $Д_1 \div Д_4$. Питающее напряжение (18В, 50 Гц) подводится одним проводом к средней точке двух резисторов R (по 100 Ом) и другим—к движку реостата r (на 2,5 Ом), служащего для установки нуля прибора при среднем положении якоря. При отклонении якоря на $\pm$100 мкм от среднего положения на выходе выпрямителя появляется ток в 10 мА соответствующего направления. Полный предел измерения прибора составляет 0,2 мм.

Примером метода измерения толщин объектов, доступных лишь с одной стороны, является метод рассеянного бета-излучения. На этом принципе основаны, в частности, толщиномеры типа БТП-1, предна-

значенные для измерения толщины органических покрытий или типографской краски на металле, а также слоя никелевых или хромовых покрытий на меди и цинке.

Схема устройства таких приборов показана на рис. 21.10. Здесь поток бета-излучения от источника *1*, выполненного из таллия-204 с активностью в $100 \cdot 10^7$ 1/с (30 мкюри), падает на исследуемую поверхность *2* и, отражаясь, попадает в ионизационную камеру *3*. Камера *4* предварительного уравновешивания имеет свой источник излучения *5*, выполненный также из таллия-204, но с активностью $30 \cdot 10^7$ 1/с (8 мкюри). Его излучение, не рассеиваясь, попадает в камеру *4*. Поток регулируется заслонкой *6*. Напряжения питания, подаваемые на корпуса камер *3* и *4*, имеют противоположные знаки, поэтому результирующий ток, протекающий с общего собирательного электрода *7* через резистор *R*, равен лишь разности ионизационных токов камер и регулировкой заслонки *6* может быть при данной отражающей способности объекта измерения сведен к нулю. Тогда при изменении этой отражающей способности, т. е. при замене образца без покрытия образцом с исследуемым покрытием, падение напряжения на резисторе *R* будет пропорционально толщине исследуемого покрытия. Это напряжение усиливается электрометрическим усилительным каскадом *8*, последующим усилителем постоянного тока *9* и воспринимается указателем *Ук*. Для питания ионизационных камер и усилителей служит стабилизированный источник питания *10*, питающийся в свою очередь от сети переменного тока. Погрешность измерения (при предварительной градуировке по известным образцам) составляет $\pm 2\%$.

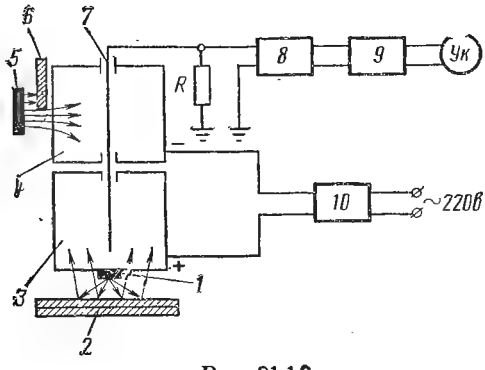


Рис. 21.10

В качестве примера измерения весьма малых размеров рассмотрим измерение шероховатостей на поверхности деталей с классом чистоты обработки поверхности ▽5 (токарная или фрезерная обработка), классов ▽7—▽8 (шлифовка) или класса ▽14 (доводка до зеркальной поверхности). Схема прибора типа КВ-7, позволяющего измерять шероховатость в этих пределах, приведена на рис. 21.11. Катушка *1* индукционного преобразователя расположена в зазоре постоянного магнита *2* и имеет возможность перемещаться вдоль оси магнитной системы. Преобразователь опирается на исследуемую деталь массивными, скругленными на торцах, опорами *3* и с помощью зубчатой рейки и двигателя *Д* приводится в возвратно-поступательное движение вдоль поверхности детали со скоростью 10÷20 мм/с. При этом измерительный шток *4* прикрепленный двумя параллельными плоскими пружинами *5* к одной из стоек *3*, следуя за рельефом детали, приводит в колебательное дви-

жение (в вертикальном направлении) катушку *1*, в которой индуктируется э. д. с., пропорциональная производной по времени от перемещения штока *4*.

При малой шероховатости (▽14) э. д. с. очень мала, поэтому в приборе применяется усилитель переменного тока *6* с большим (несколько десятков тысяч) коэффициентом усиления и переключателем на пять пределов измерения. Однако достижение широкого диапазона ограничивается не возможным коэффициентом усиления усилителя, а порогом чувствительности прибора, обусловленным наводимой в катушке *1* э. д. с. от случайных изменений потока постоянного магнита, вызываемых тепловыми флуктуациями, внешними магнитными полями или пе-

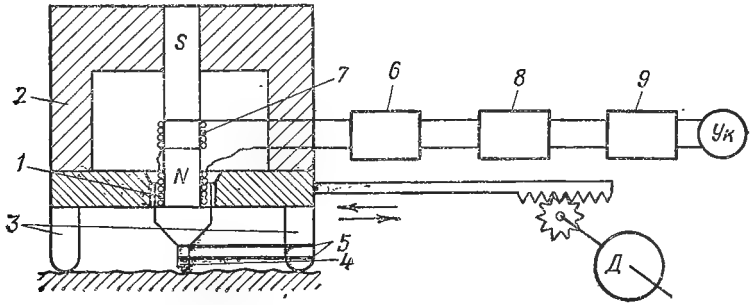


Рис. 21.11

ремещениями ферромагнитных тел на некотором расстоянии от прибора (деталей работающих станков и др.). Для борьбы с влиянием этих явлений в приборе предусмотрена корректирующая катушка *7*, с таким же потокосцеплением, что и катушка *1*. При встречном включении этих катушек наводимые в них э д. с. от изменения магнитного потока, какой бы причиной оно не вызывалось, взаимно компенсируются и разностная э. д. с. оказывается лишь функцией перемещения катушки *1*. Эта э. д. с., однако, не соответствует рельефу исследуемой поверхности, так как она пропорциональна не перемещению катушки *1*, а ее скорости. Для получения кривой рельефа э. д. с. должна быть проинтегрирована по времени, что выполняется интегрирующей цепью *8* (см. § 3.11) с последующим усилением усилителем *9*, работающим на выпрямительный указатель *Ук* (см. § 6.7) среднего или амплитудного значения переменного напряжения, воспроизводящего рельеф измеряемых шероховатостей. Погрешность прибора зависит от используемого предела измерения и на самом чувствительном пределе достигает ±10%.

Глава XXII

ИЗМЕРЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ УСИЛИЙ, ДАВЛЕНИЙ И НАПРЯЖЕНИЙ

§ 22. 1. Общие соображения

Усилия, воздействующие на детали машин или механизмов, могут быть как сосредоточенными, так и распределенными по какой-либо поверхности. Различают сосредоточенные усилия, линейно направленные и вращательные (крутящие моменты), а распределенные усилия подразделяют на внешние давления, вызываемые другими деталями или внешней средой, и внутренние — напряжения, возникающие в теле исследуемого объекта.

Диапазон сосредоточенных сил, в измерении которых нуждаются различные отрасли современной науки и техники, чрезвычайно широк. При натурных испытаниях машин или контроле технологических процессов измеряемые усилия достигают значений $10^6 \div 10^8$ Н. С другой стороны, при научных исследованиях возникает необходимость в измерении очень малых усилий порядка 10^{-5} Н, а иногда и 10^{-12} Н. Таким образом, полный диапазон измеряемых усилий составляет от 10^{-12} до 10^8 Н, т. е. $Д_п = 10^{20}$. Задача создания единых измерительных устройств с подобным диапазоном пока еще не решена; даже лучшие из современных силоизмерительных устройств имеют рабочий диапазон практически не более $Д = 10^4$.

Диапазон давлений в современной технике простирается от нуля до 10^{10} Н/м². При этом порог чувствительности измерительных устройств пока ограничен значением порядка $0{,}1 \div 0{,}01$ Н/м². Поэтому полный диапазон давлений, измеряемых как внешние усилия, $Д_п \approx \approx 10^{11}$.

Современная вакуумная техника имеет дело и с гораздо большими разряжениями газов, чем 0,1 Н/м². Но в этом случае, из-за отсутствия методов измерения таких давлений, приходится измерять уже не силу, возникающую от давления среды, а непосредственно концентрацию частиц разряженного вещества. Полный диапазон давлений $Д_п = = 10^{11}$ не может быть пока перекрыт каким-либо одним прибором и приходится пользоваться различными методами измерения, так как рабочие диапазоны существующих измерительных устройств не превосходят $Д = 10^3 \div 10^4$.

Внутренние напряжения в деталях конструкций лежат в пределах от нуля до $150 \cdot 10^7$ Н/м² Измерение этих напряжений интересует исследователей прежде всего с точки зрения прочности тех или иных деталей машин. Поэтому измерение напряжений, меньших 10^7 Н/м², чаще всего не представляет интереса. Отсюда полный диапазон измерения внутренних напряжений составляет практически $Д_п = 150$ и может быть перекрыт единым измерительным устройством, например, с использованием проволочных тензорезисторов.

Для электрических измерений механических усилий могут быть применены различные виды измерительных преобразователей (см. гл. VIII÷XI). При этом следует различать два несколько различ-

ных метода их применения. Во-первых, можно применить те преобразователи, входная величина которых соответствует измеряемому усилию (силе, давлению или напряжению). Так, для измерения давления естественно использовать пьезоэлектрические или магнитоупругие преобразователи, входной величиной которых является внешнее распределенное давление; для измерения внутренних напряжений и малых деформаций материала детали—тензорезисторы, чувствительные именно к деформациям детали, на которую они наклеены. Во-вторых, посредством упругих элементов можно сначала преобразовать измеряемое усилие, деформацию или давление в достаточно большое (доли миллиметра) перемещение, а затем уже применять преобразователи, воспринимающие перемещение (см. гл. XXI). Оба эти метода применяют на практике, а выбор того или иного определяется конкретной задачей.

Одним из важных условий выбора метода построения приборов для измерения усилий, давлений или деформаций является характер изменения измеряемой величины во времени. Дело в том, что как возникающие в деталях машин при их работе механические напряжения, так и измеряемые давления или силы в большинстве случаев не остаются постоянными во времени, а быстро и в значительных пределах изменяются. Отсюда важнейшим условием выбора типа прибора для проведения подобных динамических измерений является его достаточно малая инерционность с тем, чтобы он успел с допустимым минимумом искажений (см. гл. III.Б) передать такой динамический процесс. Применение стрелочного прибора на выходе измерительного устройства в этом случае не имеет смысла, так как такой прибор из-за своей инерционности не будет успевать следовать за быстрыми изменениями измеряемой величины. Однако вопрос не решается и в том случае, если инерционный прибор заменить безынерционным, например электронным осциллографом. Дело в том, что человек, наблюдая такую быстроизменяющуюся картину на экране электронного осциллографа, также не сможет за короткое время ни понять ее, ни запомнить. Поэтому единственным способом измерения быстропротекающих процессов является их автоматическая регистрация с помощью самопишущих приборов (самоуравновешивающихся мостов и компенсаторов), светолучевых и электронных осциллографов.

Однако для приведения в действие регистрирующих устройств любого типа требуется, как правило, относительно большая выходная мощность. Это достигается использованием чаще всего электронных усилителей на несущей частоте (т. е. с предварительной модуляцией и последующей демодуляцией усиливаемого сигнала), так как усилители постоянного тока в большинстве случаев непригодны из-за больших погрешностей и нестабильности. Электрические приборы для измерения механических сил получили название электрических динамометров, для измерения давлений—электрических манометров, для измерения крутящих моментов—электрических торсиометров.

Измерение относительной деформации $\Delta l/l$ и внутреннего напряжения σ в пределах постоянного значения модуля упругости E материала представляет по существу одну и ту же задачу, так как для каждого материала $\Delta l/l = \sigma/E$. Для ее решения могут быть использованы

все типы тензорезисторов, которые были рассмотрены в § 8.2. При этом, однако, следует иметь в виду то обстоятельство, что механическое напряжение σ, как и деформация Δl, представляют собой векторную величину, имеющую определенное направление. Поэтому тензорезистор должен наклеиваться на поверхность исследуемой детали вдоль направления действия измеряемой деформации или напряжения Так, при измерении напряжений растяжения или сжатия (рис. 22.1, *а*) проволочный тензорезистор *1* должен наклеиваться так, чтобы витки проволоки располагались вдоль направления действующего усилия F. При деформации скручивания внутренние напряжения направлены, как известно, под углом 45° к образующей вала, поэтому и тензорезисторы должны наклеиваться в этом направлении (рис. 22.1, *б*).

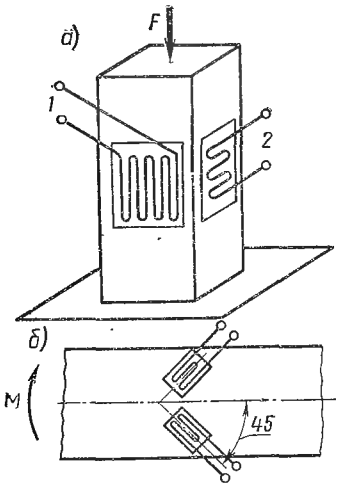


Рис. 22.1

Как уже говорилось в § 8.2, относительное изменение сопротивления тензорезисторов под действием измеряемых деформаций мало и сравнимо с изменением их сопротивления от изменения температуры. Для автоматической коррекции этой погрешности при измерении усилий используют, как правило, одновременно два тензорезистора, наклеивая их на деталь таким образом, чтобы один из них испытывал растяжение и увеличивал свое сопротивление от R до $R+\Delta R$, а другой, наоборот, испытывал сжатие и уменьшал свое сопротивление от R до $R - \Delta R$. При измерении же температуры их сопротивления будут получать приращения одного и того же знака. При включении двух таких резисторов в смежные плечи моста при изменении температуры мост не будет выходить из состояния равновесия и напряжение на его измерительной диагонали будет появляться лишь при наличии измеряемой деформации.

При измерении скручивающих или изгибающих деформаций такое расположение резисторов достигается, например, путем наклейки одного из них на внешнюю (растягивающуюся), а другого — на внутреннюю (сжимающуюся) сторону изгибаемой детали или расположения их на скручиваемом валу так, как это показано на рис. 22.1, *б*. Это труднее выполнить на деталях, испытывающих деформации растяжения или сжатия. В этом случае используют то явление, что сжимаемая деталь (например, стержень, рис. 22.1, *а*) одновременно несколько расширяется в поперечном направлении. Поэтому, если на ту же деталь перпендикулярно тензорезистору *1* будет наклеен тензорезистор *2*, то он будет испытывать некоторое растяжение, правда несколько меньшее (в соответствии с коэффициентом Пуассона $\mu = 0{,}24 \div 0{,}40$), чем сжатие тензорезистора *1*. Тем не менее, температурные деформации обоих резисторов будут одинаковыми, взаимно компенсируясь в цепи моста.

Электрическое напряжение ΔU, которое может быть получено на разомкнутой нулевой диагонали моста с металлическими тензорезисторами, очень мало. Действительно, если оба резистора R_1 и R_2 получают с разными знаками одинаковое по значению приращение сопротивления ΔR, то

$$\Delta U = \Delta R U/(R_1 + R_2), \tag{22.1}$$

где U — напряжение питания моста.

Относительное изменение сопротивления $\Delta R/(R_1 + R_2) = k\Delta l/l \approx \approx 2\Delta l/l$, где коэффициент тензочувствительности металлов $k = 2$. Учитывая выражение (22.1) для равноплечего моста, получаем:

$$\Delta U = \Delta l U/l \quad \text{или} \quad \Delta U = \sigma U/E.$$

При напряжении питания моста, равном, например, $U = 4$В, это приводит для стали ($E = 200$ ГН/м^2) к следующей зависимости выходного напряжения моста от значений измеряемых механических напряжений:

σ, МН/м^2	$\Delta l/l$, отн. ед.	ΔU, мВ
10	10^{-4}	0,4
100	10^{-3}	4
1000	10^{-2}	40

Таким образом, в данном случае средства для измерения деформаций или механических напряжений должны быть рассчитаны на диапазон напряжений от 0,4 до 40 мВ. В качестве таких средств измерений чаще всего используют электронные устройства, работающие на несущей частоте и содержащие как генератор для питания моста тензопреобразователей током несущей частоты, так и электронный милливольтметр, который градуируется в относительных значениях $\Delta l/l$ (от 10^{-5} до 10^{-3} или 10^{-2}) измеряемых деформаций.

При измерении статических напряжений или деформаций (изменяющихся с частотой ниже 1 Гц) в качестве измерительной цепи применяют самоуравновешивающиеся мосты (см. § 15.3).

Многоканальные приборы с тензорезисторами получили на практике название тензостанций. Они выполняются на лампах или транзисторах и выпускаются серийно промышленностью. Для примера приведем основные параметры двух таких тензостанций.

Тензостанция типа ИСД-3 предназначена для статических измерений одновременно в 20 точках, для чего в одни и те же плечи моста с помощью переключателя на 20 положений могут подключаться 20 пар тензорезисторов, наклеиваемых в разных точках испытуемого объекта. Мост питается от внутреннего транзисторного генератора с частотой 275÷300 Гц и может работать с тензорезисторами сопротивлением от 50 до 500 Ом. Указателем измеряемой деформации служит магнитоэлектрический микроамперметр типа М592, подключаемый к измерительной диагонали моста через трехкаскадный транзисторный усилитель и фазочувствительный демодулятор. Прибор питается от батареи карманного фонаря (4,5 В); верхний предел измерения прибора $5 \cdot 10^{-3}$ относительной деформации; погрешность $\pm 0{,}5\%$.

Примером тензостанции для динамических измерений может служить тензостанция типа ПЭТ-6Т. Она имеет шесть параллельно работающих каналов усиления на транзисторах. Измерительные мосты всех каналов питаются частотой 3500 Гц от общего транзисторного генератора, а выходы каждого канала через фазочувствительные демодуляторы подаются на шесть вибраторов светолучевого осциллографа. Рабочий диапазон измеряемых деформаций от $1{,}5 \cdot 10^{-4}$ до $1{,}2 \cdot 10^{-3}$ разбит на пять отдельных пределов измерения.

§ 22.2. Измерение усилий

Наиболее простые и надежные электрические приборы для измерения медленно изменяющихся механических усилий выполняются на основе использования реостатных преобразователей. Их достоинство состоит в том, что они, обладая большой стабильностью, обеспечивают одновременно и достаточно большую выходную мощность, не требуя усилительных устройств.

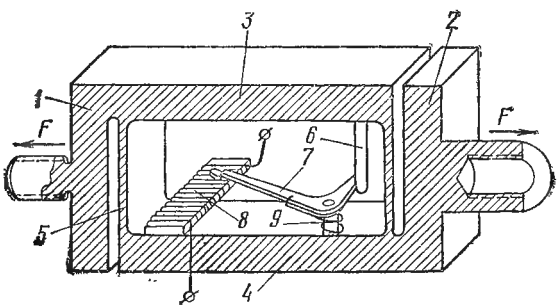


Рис. 22.2

Схема конструкции такого серийного преобразователя типа ИП-252 приведена на рис 22.2. Измеряемое усилие F прикладывается к фланцам *1* и *2*, снабженным резьбовыми соединениями, и передается массивным планкам *3* и *4*, скрепленным между собой плоскими пружинами в виде перемычек *5* из того же материала. В результате этого планки *3* и *4* имеют возможность смещаться относительно друг друга, оставаясь параллельными между собой. Это перемещение пропорциональное измеряемому усилию в пределах упругости плоских пружин *5*, пальцем *6* передается рычагу *7*. Расположенный на конце этого рычага пружинящий контакт из платино-иридиевого сплава скользит по виткам реостатного преобразователя *8*, выполненного из позолоченной константановой проволоки. Сила давления контакта на витки реостата равна 0,02Н. Для возвращения рычага *7* в случае уменьшения силы служит пружина *9*.

Реостатный преобразователь имеет 170 витков с общим сопротивлением 500 Ом. При пределе измерения прибора в 3 кН его приведенная погрешность составляет $\pm 3\%$. Недостатком подобных преобразователей является невозможность измерения быстропеременных

усилий, так как возврат рычага *7* под воздействием пружины *9* может происходить только с собственной частотой этой системы (подробнее см. в § 3.12), не превосходящей 10÷20 Гц.

Для измерения быстроизменяющихся усилий применяются, как правило, приборы с тензорезисторами, емкостными, индуктивными и пьезоэлектрическими преобразователями.

В качестве примера силоизмерительных устройств с проволочными тензорезисторами можно указать серию приборов НИКИМП, выпускаемых на пределы измерения от 10^3 до $5 \cdot 10^5$ Н (от 0,1

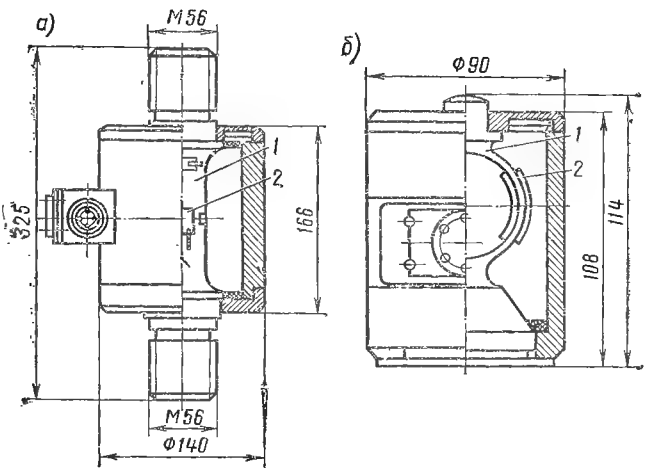


Рис. 22.3

до 50 *т* · *с*). В этих приборах на большие пределы измерения (2÷÷5 · 10^5 Н (20÷50 *т* · *с*) упругий элемент *1* (рис. 22.3, *а*), на который наклеиваются тензорезисторы *2*, выполняется в виде массивного сплошного стержня. В приборах с пределами измерения от 2 · 10^4 и до 10^5 Н упругий элемент *1* выполняется в виде полого цилиндра с постепенно уменьшающейся толщиной стенок, а в приборах с пределами измерения от 10^3 до 10^4 Н его уже приходится заменять упругим элементов в виде кольца *1*, наклеивая тензорезисторы *2* на его внутреннюю и наружную поверхности (рис. 22.3, *б*).

Погрешность серии приборов НИКИМП нормируется в виде отдельного указания аддитивной и мультипликативной составляющих, т. е. приведенной погрешности нуля γ_0 и относительной погрешности чувствительности γ_s, а текущая абсолютная или относительная погрешности измерения в нормальных условиях (20±5° С) Δ или γ и дополнительная погрешность от изменения температуры γ_t на 10° С в каждой точке шкалы могут быть определены потребителем по следующим формулам:

$$\Delta = \gamma_0 X_н + \gamma_s X; \ \gamma = \gamma_0 \frac{X_н}{X} + \gamma_s; \ \gamma_t = \gamma_{0t} \frac{X_н}{X} + \gamma_{st},$$

где $X_п$ и X — соответственно верхний предел измерения и текущее значение измеряемой величины.

Эти приборы выпускаются классов точности 0,1; 0,2 и 0,5 и характеризуются следующими погрешностями:

Погрешности	Класс 0,1,%	Класс 0,2,%	Класс 0,5,%
γ_0	0,05	0,1	0,125
γ_s	0,05	0,1	0,375
γ_{0t}	0,075	0,1	0,1
γ_{st}	0,02	0,06	0,08

Таким образом, в точке $X = X_н$ относительная погрешность равна классу прибора, а при неполном использовании предела измерения соответственно возрастет.

При регистрации медленных изменений силы питание преобразователей может производиться переменным током частотой 50 Гц, а запись — самоуравновешивающимся мостом на диаграммной бумаге. Для регистрации же быстропеременных процессов может быть использована любая тензостанция с записью на светолучевом осциллографе.

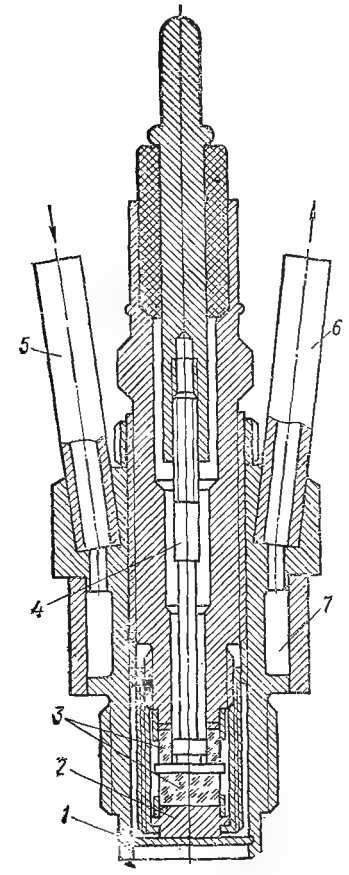


Рис. 22.4

§ 22.3. Измерение давлений

Непосредственно чувствительными к внешнему давлению являются лишь тензорезисторы, пьезоэлектрические и магнитоупругие преобразователи (см. § 8.2, 10.1, 9.2). Любые же другие преобразователи требуют еще предварительного преобразования давления в такую величину, которая является их входной величиной. На практике находит применение как тот, так и другой методы.

Манганиновые преобразователи применяются для измерения весьма высоких давлений — от 100 до 400 МН/м², так как только в этом диапазоне они обладают постоянной относительной чувствительностью изменения сопротивления, равной 2,5% на 1 МН/м².

Пьезоэлектрические преобразователи из кристаллического кварца могут использоваться до давлений в 100 МН/м², а магнитоупругие — лишь до 40 МН/м², так как при бо̀льших давлениях их характеристика становится существенно нелинейной и неоднозначной.

Конструктивное выполнение приборов для измерения давления в сильной степени зависит от конкретных условий, в которых должен работать манометр.

В качестве примера на рис. 22.4 приведена конструкция манометра ЦНИДИ типа ПД-4-1200 с пьезоэлектрическим преобразователем, предназначенного для измерения быстропеременных давлений в цилиндрах двигателей внутреннего сгорания. Этот преобразователь, подобно запальной свече, ввинчивается в головку цилиндра так, чтобы относительно мягкая мембрана *1* непосредственно воспринимала давление внутри цилиндра. Через металлическую подушку *2* это давление передается кварцевым пластинам *3*, в верхней из которых сделано отверстие для выводного электрода *4*. Так как чувствительность кварца остается постоянной лишь до +200° С, а температура в цилиндре на много больше этой величины, то преоб-

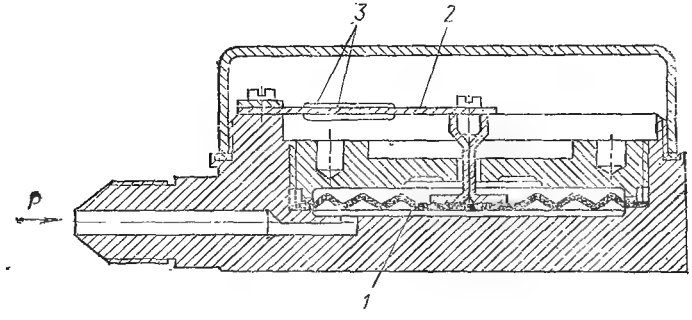


Рис. 22.5

разователь снабжен непрерывным проточным водяным охлаждением (патрубки *5*, *6* и камера *7*). Электрическая часть манометра состоит из усилителя с непосредственной связью с входным сопротивлением 10^{13} Ом и светолучевого осциллографа, позволяющего регистрировать как относительно медленные, так и весьма быстрые изменения измеряемого давления от нуля до 15 МН/м².

Манометры с другими типами преобразователей строятся чаще всего с предварительным преобразованием измеряемого давления в механическое перемещение. В качестве типичного примера на рис. 22 5 приведена конструкция манометра типа ЭДД-22. Здесь измеряемое давление *P* воздействует на мембрану *1*, опирающуюся на плоскую пружину *2*. В результате этого прогиб пружины *2* прямо пропорционален *P*. С двух сторон на пружину *2* наклеены проволочные тензорезисторы *3*, один из которых при прогибе пружины испытывает растяжение, а другой — сжатие. Прибор выпускается в виде ряда модификаций с пределами измерения от 0,1 до 0,6 МН/м², относительной приведенной погрешностью в ±1,5% и может работать с любым типом тензостанции.

Подобным образом с тензорезисторами могут использоваться и другие упругие элементы, воспринимающие давление, — мембраны, сильфоны, трубки Бурдона и т. п., а также (когда может быть произведена предварительная градуировка) тензорезисторы могут наклеиваться непосредственно на стенки сосуда, в котором желательно измерить давление.

В тех случаях, когда от упругого элемента под воздействием измеряемого давления можно получить большие перемещения, очень выгодно использовать реостатные преобразователи, как не требующие применения усилителей.

Для измерения малых значений (меньше 0,1 МН/м²) быстропеременных давлений широко применяются индуктивные и емкостные преобразователи. Примеры конструкции таких преобразователей приведены на рис. 22.6.

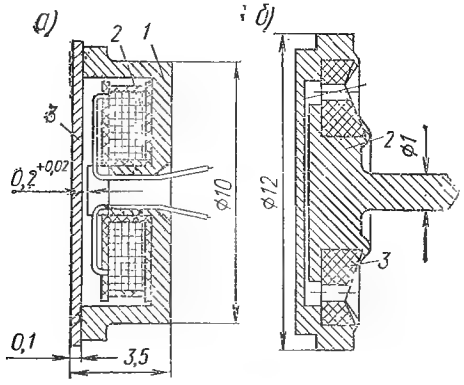


Рис. 22.6

Индуктивный преобразователь давления (рис. 22.6, *а*) состоит из магнитопровода *1* из сплошной мягкой стали (обычно сталь «армко»), катушки *2* и стальной или пермаллоевой мембраны *3*, прогибающейся под воздействием измеряемого давления. Начальный воздушный зазор преобразователя обычно устанавливается порядка 0,2÷÷0,5 мм, а прогиб мембраны под воздействием давления составляет 0,1÷0,2 мм.

Емкостный преобразователь (рис. 22.6, *б*) состоит из мембраны *1*, выполненной как одно целое с корпусом, и неподвижного электрода *2*, изолированного от корпуса изоляционной шайбой *3*. Зазор емкостных преобразователей стараются выполнять возможно меньшим, однако работа с зазорами меньше, чем 0,2÷0,15 мм, становится уже ненадежной.

Как индуктивные, так и емкостные преобразователи обычно применяются в цепи неравновесного моста, питаемого при измерении быстропеременных давлений переменным током частотой 10÷15 кГц. На выходе моста включается усилитель переменного тока с последующим фазочувствительным демодулятором, коммутирующее напряжение для которого подается от того же электронного генератора, от которого питается мост с преобразователями. Усилитель и демодулятор выполняются, как правило, достаточно мощными для приведения в действие высокочастотных вибраторов светолучевых осциллографов (100 мА). Погрешность таких приборов составляет 2÷3%.

§ 22.4. Измерение усилий методом уравновешивания

В § 22.2. и 22.3 были рассмотрены приборы, основанные на методе прямого преобразования. Во всех этих приборах измеряемое усилие воздействует на упругий механический элемент и уравновешивается лишь его жесткостью, вследствие чего погрешность этих приборов определяется прежде всего стабильностью свойств упругого элемента и оказывается тем больше, чем меньше измеряемое усилие или давление. Эффективным путем построения высокоточных приборов для

измерения малых усилий является переход к методу уравновешивания измеряемого усилия таким же искусственно создаваемым встречным усилием. Для этого необходимы такие обратные электрические преобразователи, которые, получая электрическое воздействие, создавали бы строго соответствующее ему механическое усилие (см. § 5.9).

В качестве примера на рис. 22.7 схематически изображено устройство прибора, основанного на методе уравновешивания, для измерения сил или давлений. Здесь измеряемое усилие (или давление) P через шток *1* передается рычагу *2*, на конце которого находится якорь *3* дифференциального трансформаторного преобразователя (см. § 9.1).

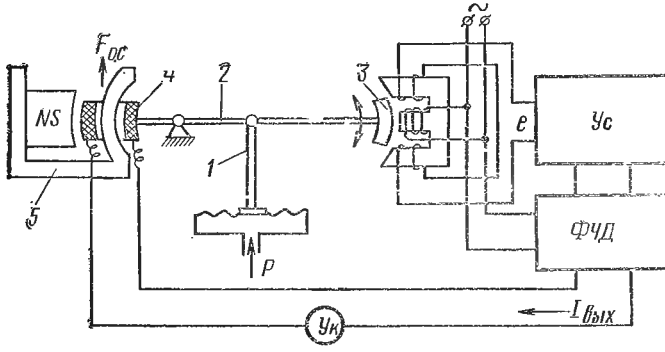


Рис. 22.7

Переменное напряжение e с выхода этого преобразователя поступает на усилитель *Ус* и далее на фазочувствительный демодулятор *ФЧД*. Выходной ток $I_{вых}$ демодулятора подается в катушку *4* обратного магнитоэлектрического преобразователя *5*. Так как фаза напряжения e и направление тока $I_{вых}$ соответствуют направлению усилия P, то концы катушки *4* всегда можно включить так, чтобы сила $F_{о.е}$, развиваемая обратным преобразователем, была направлена встречно усилию P. При этом, чем больше отклонение рычага *2* и якоря *3*, тем больше ток $I_{вых}$, а следовательно, и сила, развиваемая обратным преобразователем. Положение равновесия не зависит от свойств усилительного тракта в пределах его линейности, а определяется лишь значением $I_{вых}$ и коэффициентом преобразования обратного преобразователя. Благодаря этому погрешность таких приборов уравновешивания определяется лишь погрешностью обратного магнитоэлектрического преобразователя и составляет 0,05÷0,02%. Указатель *Ук*, воспринимающий ток $I_{вых}$, градуируется в единицах измеряемой величины. Недостатком таких приборов является невозможность применения их для измерения больших усилий, так как в обратном магнитоэлектрическом преобразователе с массой 0,5 кг может быть получена сила в 2 Н, а для получения усилия в 5÷7 Н масса преобразователя должна составлять 5÷10 кг.

Несколько лучшие соотношения между массой преобразователя и развиваемым усилием достигаются в электромагнитных обратных преобразователях, однако они обладают существенной погрешностью

от магнитного гистерезиса. Эта погрешность значительно уменьшается, если подход к положению равновесия осуществляется в режиме постепенно затухающих колебаний. Например, прибор для измерения малых приращений массы с рекордно малым порогом чувствительности (10^{-11} г) был построен именно с использованием обратного электромагнитного преобразователя [69].

Принцип устройства этого прибора показан на рис. 22.8. Прибор предназначался для измерения массы адсорбируемого газа на поверхности металла. Исследуемый металл наносился на поверхность стального шарика *1*, удерживаемого во взвешенном состоянии электро-

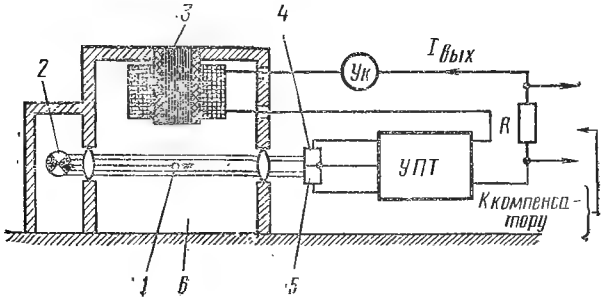


Рис. 22.8

магнитом *3*. Так как шарик перекрывает луч света, падающий от осветительной лампы *2* на сдвоенный (дифференциальный) фоторезистор *4—5*, включенный на вход усилителя постоянного тока *УПТ*, то ток $I_{вых}$ электромагнита непрерывно поддерживается на таком значении, которое необходимо для уравновешивания массы шарика. Если ток мал, то шарик опускается и перекрывает фоторезистор *5*, увеличивая тем самым ток *I*. Если же ток велик, то шарик, поднимаясь, перекрывает фоторезистор *4* и ток уменьшается. Режим цепи может быть выбран таким, что шарик будет совершать непрерывные малые колебания вокруг положения равновесия, а среднее значение тока *I* будет соответствовать данной массе шарика. При заполнении исследуемым газом камеры *6* газ адсорбируется на поверхности шарика и масса шарика возрастает. Соответственно возрастает и ток *I*. Это возрастание отмечается по шестидекадному компенсатору постоянного тока, которым измеряется падение напряжения на резисторе *R*.

В приборе полностью отсутствует сухое трение, благодаря чему его порог чувствительности весьма мал, и при массе шарика в $2\times\times10^{-6}$ г можно фиксировать изменение его массы на 10^{-10} г.

§ 22.5. Цифровые приборы для измерения усилий

Цифровые приборы для измерения усилий могут быть построены путем преобразования усилий в напряжение постоянного тока одним из рассмотренных ранее методов и последующего измерения этого напряжения цифровым вольтметром постоянного тока. В тех случаях,

когда один цифровой прибор должен обслуживать несколько разнородных по своему принципу преобразователей (как это бывает в информационных системах множественного контроля; см. гл. XXVII), подобное решение является по существу единственно возможным. Однако такое построение цифровых измерительных устройств не обеспечивает высокой точности из-за использования во входных цепях амплитудной модуляции с присущими ей погрешностями.

В случае же построения индивидуальных измерительных устройств можно отказаться от передачи информации амплитудной модуляции, используя дискретные, частотные или фазовые преобразователи для измерения интересующей нас величины.

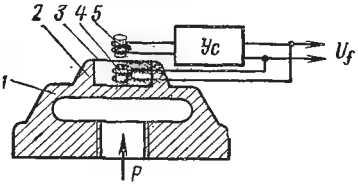


Рис. 22.9

В качестве примера рассмотрим прибор для измерения давлений с частотным преобразователем типа ДД-1. Принцип устройства струнного частотного преобразователя давления схематически представлен на рис. 22.9. Измеряемое давление *P*, воздействуя на мембрану *1*, прогибает ее наружу и с помощью стоек *2* растягивает струну *3*, выполненную в виде плоской тонкой ленточки. Технологически все три детали (*1*, *2* и *3*) выполняются из одного куска материала в виде единого целого. Частота собственных колебаний струны при отсутствии давления равна 3 кГц, а при натяжении ее измеряемым давлением возрастает до 4 кГц. Незатухающие колебания струны поддерживаются

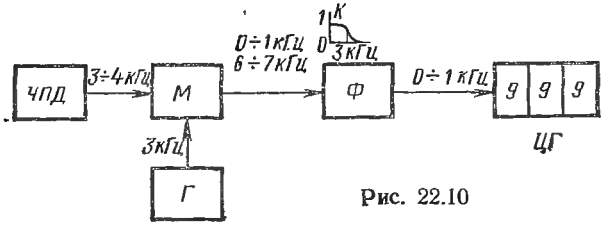


Рис. 22.10

поляризованным электромагнитным преобразователем *4*, питаемым с выхода усилителя *Ус*. Напряжение, подаваемое на вход усилителя, снимается с такого же поляризованного электромагнитного преобразователя *5*, что и преобразователь *4*, в котором оно наводится механическими колебаниями струны. В результате получается замкнутая система с положительной обратной связью, непрерывно поддерживающая колебания струны на ее собственной резонансной частоте и выдающая переменное электрическое напряжение U_f, синхронное с частотой колебаний струны.

Структурная схема цифрового манометра с таким частотным преобразователем показана на рис. 22.10. Здесь частотный преобразователь давления *ЧПД* выдает переменное напряжение с частотой 3 кГц при отсутствии измеряемого давления и повышает эту частоту до 4 кГц

при возрастании давления до номинального. В модуляторе *М* это напряжение смешивается с напряжением генератора *Г*, генерирующего напряжение с постоянной частотой в 3 кГц. На выходе модулятора *М* получается сумма частот, изменяющаяся от 6 до 7 кГц, и их разность, изменяющаяся от нуля до 1 кГц. Фильтр нижних частот *Ф* с граничной

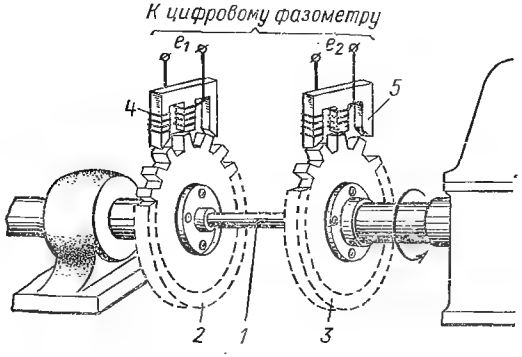


Рис. 22.11

частотой пропускания, равной, например, 3 кГц, задерживает суммарную частоту 6÷7 кГц и пропускает лишь разностную частоту, изменяющуюся в функции от измеряемого давления от нуля до 1 кГц. Эта частота подается на цифровой герцметр *ЦГ* (см. гл. XXVI) или может быть введена в цифровую вычислительную машину.

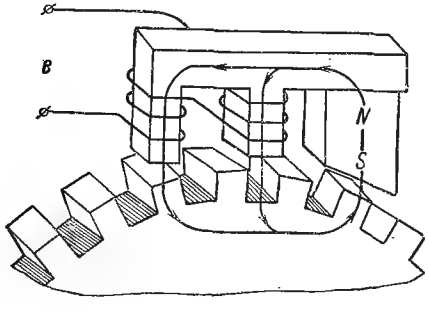


Рис. 22.12

Приборы давления типа ДД-1 выпускаются с пределом измерения от 0,5 до 5 МН/м² и характеризуются приведенной погрешностью в 0,1%.

В качестве примера цифрового прибора для измерения механических усилий с фазовым преобразователем рассмотрим цифровой торсиометр, т. е. прибор для измерения крутящего момента, развиваемого на валу двигателя. Устройство фазового преобразователя такого прибора схематически показано на рис. 22.11. Здесь в разрыв вала двигателя вводится гибкая вставка *1*, на концах которой укреплены диски *2* и *3* с зубцами из ферромагнитного материала. Против зубцов располагаются магнитные головки *4* и *5*, показанные в более крупном масштабе на рис. 22.12. Магнитная цепь головки выполнена так, что когда под полюсом одной катушки находится зубец, то под полюсом другой оказывается впадина. Благодаря этому при вращении диска поток постоянного магнита *NS* головки проходит то через

одну, то через другую катушку и наводимая в них э. д. с. изменяется с частотой прохождения зубцов мимо головки.

При отсутствии измеряемого момента зубцы обоих дисков проходят мимо головок одновременно и наводимые в головках э. д. с. e_1 и e_2 (см. рис. 22.11) совпадают по фазе. При наличии измеряемого момента вставка *1* скручивается и диски *2* и *3* смещаются относительно друг друга на некоторый угол. В результате между э. д. с. e_1 и e_2 появляется угол сдвига, пропорциональный измеряемому моменту. При измерении этого угла цифровым фазометром (см. гл. XXVI), чувствительность отдельных элементов может быть подобрана так, чтобы цифровое показание фазометра непосредственно соответствовало значению измеряемого момента в тех или иных единицах.

Достоинство такого торсиометра состоит в том, что его показания не зависят от скорости вращения вала до тех пор, пока э. д. с., наводимая в головках, достаточна для работы цифрового фазометра. Погрешность прибора определяется по существу лишь непостоянством упругости гибкой вставки *1* и составляет $0{,}1 \div 0{,}2\%$ и дополнительно $0{,}1 \div 0{,}2\%$ на каждые 10° С изменения температуры этой вставки.

Глава XXIII

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

§ 23.1. Общие соображения

Говоря об измерении параметров движения, сами исследуемые движения полезно разделить на два вида: однонаправленное поступательное или вращательное движение и колебательное (линейное или крутильные колебания), когда периодически изменяется направление движения.

Параметрами этих движений являются пройденный путь, скорость и ускорение, связанные между собой простейшими дифференциальными или интегральными зависимостями. Действительно, если мгновенное значение пройденного пути есть x, то значение мгновенной скорости $\dot{x} = dx/dt$, а значение ускорения $\ddot{x} = d^2x/dt^2$. Поэтому значение скорости может быть найдено как интеграл от ускорения, а пройденный путь — как интеграл от скорости по времени.

Благодаря таким зависимостям измерение любого из этих параметров, при необходимости, может быть заменено измерением другого параметра и последующим его дифференцированием или интегрированием по времени. Например, измерение пути при однонаправленном движении может быть заменено интегрированием по времени, т. е. последовательным во времени сложением значений скорости в единичные отрезки времени, и, наоборот, измерение скорости может быть заменено измерением пути за каждый единичный отрезок времени.

Подобный же переход от мгновенных значений перемещения к значениям скорости или ускорения может быть сделан и при колебательном движении. Например, для гармонических колебаний, когда

$$x = A \sin \omega t,$$

скорость колебательного движения определяется как

$$\dot{x} = \omega A \cos \omega t,$$

а ускорение как

$$\ddot{x} = -\omega^2 A \sin \omega t.$$

Отсюда амплитудные значения перемещения X_m, скорости $\dot{X}_m$ и ускорения $\ddot{X}_m$ могут быть найдены по измеренной частоте ω и амплитуде A колебаний:

$$X_m = A, \quad \dot{X}_m = \omega A \quad \text{и} \quad \ddot{X}_m = \omega^2 A,$$

и, наоборот, амплитуду колебаний можно определить при известной частоте ω по значениям $X_m, \dot{X}_m$ или $\ddot{X}_m$.

Встречающиеся в технике колебательные движения (вибрации) происходят обычно с достаточно высокой частотой. Поэтому для дифференцирования и интегрирования их параметров приходится применять электрические дифференцирующие и интегрирующие цепи.

Кроме измерения параметров движения твердых тел, важно измерение параметров движения жидких и газообразных веществ — воды, топлива, пара, реагирующих химических компонентов и др. В этом случае вместо скорости движения выступает ежесекундный массовый или объемный расход соответствующего вещества, а вместо пройденного пути — весовое или объемное количество вещества. Между этими показателями остаются в силе те же интегрально-дифференциальные соотношения, что и между скоростью и пройденным путем при движении твердых тел. Поэтому секундный расход q может измеряться как производная по времени от полного расхода Q и, наоборот, полный расход Q — как интеграл по времени от секундного расхода q.

Приборы для измерения параметров движения носят различные названия в зависимости от измеряемой величины. Так, приборы для измерения скорости и пути поступательного движения называются счетчиками и спидометрами, для измерения скорости вращательного движения — тахометрами, а для измерения пути вращательного движения — счетчиками числа оборотов. Приборы для измерения секундного расхода жидких или газообразных веществ называются расходомерами, а для измерения общего расхода — счетчиками количества соответствующего вещества (газовые счетчики, водяные счетчики и др.). Приборы для измерения параметров вибрационного движения подразделяют на виброметры — для измерения амплитуды вибрационных перемещений, велосиметры — для измерения скорости, акселерометры — для измерения ускорений. Последние два термина употребляют также для приборов, измеряющих скорость и ускорение при поступательном движении.

Полный диапазон значений параметров движения, интересующих современную науку и технику, весьма широк и характеризуется цифрой $Д_п = 10^6$ и более. Для поступательного движения могут быть выделены следующие диапазоны: скоростей движения космических аппаратов (8000÷12000 м/с); скоростей современных летательных аппаратов (30÷1000 м/с); скоростей наземного транспорта (10÷÷60 м/с); скоростей движения, характерных для промышленного оборудования (10÷0,01 м/с) и весьма малых скоростей (до 10^{-7} м/с), например скорость осадки шахтной кровли.

Настолько же широк и полный диапазон угловых скоростей, так как в современных машинах применяют угловые скорости от долей оборотов в минуту и до 300 000 об/мин (5000 об/с).

Примерно таков же и полный диапазон вибрационных ускорений. В виброметрии ускорение принято выражать в единицах ускорения силы тяжести $g = 9{,}81$ м/с^2, а подлежащие измерению вибрационные ускорения находятся в пределах от 0,01 и до 1000 g, т. е. их полный диапазон $Д_п = 10^5$.

Еще больший полный диапазон имеют линейные ускорения. Так, ударные линейные ускорения достигают 1000÷20 000 м/с^2; средними по значению считаются ускорения 1÷200 м/с^2 и малые ускорения ниже 1 м/с^2. В ряде специальных задач (инерциальная навигация

космических аппаратов и подводных судов дальнего плавания) необходимо измерение и весьма малых ускорений (до 10^{-5} м/с^2) [70].

Для решения большинства задач измерительная техника еще не может предложить ни измерительных устройств, ни методов измерения параметров движения, которые сразу перекрывали бы полный диапазон подлежащих измерению значений этих параметров. Практически такие приборы строятся как специализированные устройства, предназначенные для перекрытия лишь узких участков указанного диапазона этих величин. Однако в ряде случаев, например в задаче инерциальной навигации, по самому ее существу от измерительного устройства требуется перекрытие весьма значительного диапазона изменения измеряемого параметра. Так, инерциальная система управления полетом ракеты предназначена для определения значения пройденного пути путем двухкратного интегрирования ее ускорения. Поэтому при запуске прибор должен весьма точно воспринять очень большое ускорение (например, в 100 м/с^2), действующее лишь относительно короткое время при разгоне, а затем длительное время правильно учитывать очень малые тормозные ускорения (например, порядка 10^{-5} м/с^2). При этом во всем диапазоне $Д_{п} = 10^7$ относительная погрешность прибора должна оставаться достаточно малой, так как она полностью определяет относительную погрешность результата измерения пройденного пути.

В полной мере эта задача остается пока еще не разрешенной, однако актуальность ее в связи с дальними космическими полетами очевидна.

§ 23.2. Измерение пути, скорости и расхода

При измерении пройденного пути линейное перемещение чаще всего преобразуется во вращательное движение и подсчитывается число оборотов этого движения. Именно так строят счетчики пройденного пути транспортных средств. С осью колеса движущегося объекта, а в случае движения по воде, с осью крыльчатки лага через соответствующий редуктор связывают входной вал счетного механизма (см. § 4.8). Путем подобранного передаточного коэффициента редуктора показания счетчика можно сделать равными числу километров пройденного пути. Применяя дифференцирующие устройства, с помощью того же прибора получают показания, соответствующие скорости движения.

Принцип дифференцирующего устройства, использующего вращающееся магнитное поле, показан на рис. 23.1. Вращательное движение, скорость которого должна быть измерена, передается магниту *1*, который и создает вращающееся магнитное поле. В результате диск *2*, проводящий ток, испытывает вращающий момент, пропорциональный угловой скорости вращения, т. е. мгновенному значению производной по времени от пройденного объектом пути. Поэтому угол закручивания пружины *3* и соответственно угол отклонения стрелки *4* оказываются пропорциональными текущей скорости объекта.

Для дистанционного измерения скорости вращения широко применяют индукционные преобразователи, называемые тахогенераторами, представляющие собой маломощные генераторы постоянного или переменного тока, значение выходного напряжения или частоты которых пропорционально измеряемой скорости вращения. Такой генератор непосредственно или через редуктор сочленяется с вращающимся валом, скорость которого подлежит измерению, а его напряжение подается на выходной указатель.

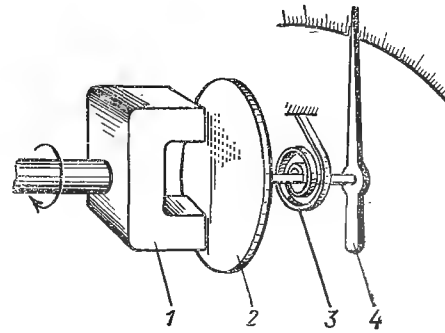


Рис. 23.1

Для измерения скорости протекания жидкостей в трубопроводах, а также для измерения скорости движения судов относительно воды используются индукционные преобразователи, сочленяемые с крыльчатками, свободно вращающимися в потоке жидкости. В качестве примера на рис. 23.2 приведена схема устройства подобного преобразователя для измерения скорости протекания жидкости (воды, горючего и т. п.) в трубопроводе. Здесь крыльчатка *1*, представляющая собой миниатюрную турбину, вращается в агатовых подшипниках *2*, закрепленных в стойках *3* внутри трубопровода. Осевое смещение крыльчатки ограничивается агатовыми подпятниками *4*.

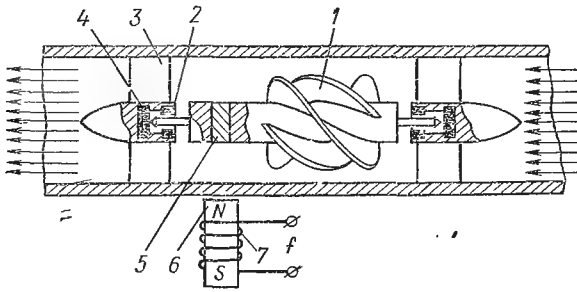


Рис. 23.2

В теле крыльчатки, выполненной, как и отрезок трубы, в котором она помещается, из немагнитной стали, запрессован стержень *5* из мягкого магнитного материала. Снаружи трубы установлен постоянный магнит *6* с надетой на него катушкой *7*. При вращении крыльчатки магнитный поток постоянного магнита несколько увеличивается, когда стержень *5* располагается вдоль оси магнита, и уменьшается, когда стержень становится перпендикулярно его оси. В результате в катушке *7* возникает переменная э. д. с., частота f которой равна удвоенной частоте вращения крыльчатки, так как поток магнита воз-

растает и убывает два раза за каждый оборот крыльчатки. Эта э. д. с. усиливается электронным усилителем и подается на герцметр, который и является указателем измеряемой скорости движения жидкости.

Погрешность подобных приборов составляет $1 \div 0{,}3\%$. Одной из причин погрешности является проскальзывание крыльчатки относительно потока вследствие наличия некоторого момента трения, препятствующего ее вращению. Для повышения точности этот момент должен быть минимальным. Не считаясь с этим требованием, вместо стержня *5* в тело крыльчатки можно было бы запрессовать постоянный магнит, тогда э. д. с., наводимая при его вращении в катушке *7*, была бы много больше и прибор мог бы работать без усилителя. Однако при вращении магнита в металлической трубе возбуждались бы вихревые токи и создавался бы значительный тормозной момент. Именно для устранения этого момента, а следовательно, повышения точности, и применяют внешний неподвижный магнит, хотя при этом от преобразователя получается очень малая э. д. с. и требуется значительное ее усиление.

Схема устройства теплового расходомера — прибора для измерения скорости и расхода газа — приведена на рис. 23.3. Преобразователь расходомера представляет собой отрезок трубы с расположенным на ней электрическим нагревателем *1*. При подходе к нагревателю газ имеет температуру t_0, а пройдя нагреватель, нагревается до температуры $(t_0 + \Delta t)$. Эти два значения температуры воспринимаются терморезисторами *2* и *3*, включенными в плечи моста, питаемого переменным током.

Для того, чтобы газ при данном массовом расходе нагревался именно на величину Δt, нагревателю *1* должна сообщаться определенная мощность. При удвоенном массовом расходе газа для повышения температуры газа на то же самое значение Δt необходима, естественно увеличенная вдвое мощность, подводимая к нагревателю *1*. Сопротивления терморезисторов выбираются такими, чтобы мост находился в равновесии при разности температур терморезисторов, равной Δt. При нарушении равновесия моста его выходное напряжение ΔU воздействует на регулирующее устройство *РУ*, изменяющее значение нагревающего тока I до тех пор, пока мост не будет вновь приведен в равновесие. В результате этого мощность, подводимая к нагревателю, непрерывно поддерживается пропорциональной текущему значению скорости газа, а показания ваттметра W, измеряющего эту мощность, оказываются пропорциональными секундному расходу газа. Если же вместо ваттметра W включить счетчик электрической энергии Wh, то его показания будут пропорциональны массе общего количества протекшего газа и прибор превратится в счетчик массового расхода газа.

Тепловые расходомеры позволяют измерять как малые, так и очень большие расходы газа (до нескольких тысяч кубометров в час), а их погрешность не превышает $1 \div 2\%$.

На рис. 23.4 показано устройство теплового преобразователя для измерения вектора скорости потока в свободном пространстве (пре-

образователя термоанемометра). Тонкая металлическая проволока *1* (диаметром несколько микрометров) приварена или припаяна к двум манганиновым стерженькам *2*, которые укреплены в изолирующей втулке *3*. Проволока нагревается электрическим током и помещается в поток жидкой или газообразной среды. Потери тепла проволокой являются функцией скорости потока. Следовательно, если температурный коэффициент сопротивления материала проволоки не равен нулю, сопротивление ее будет зависеть от скорости потока.

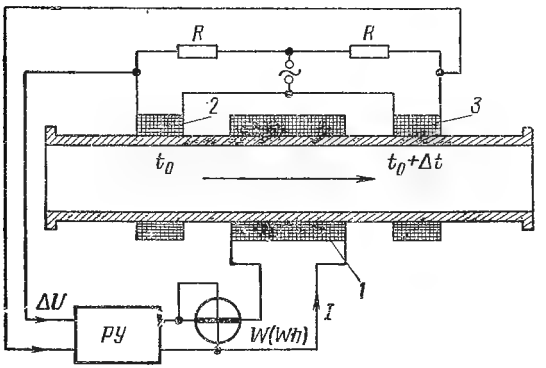


Рис. 23.3

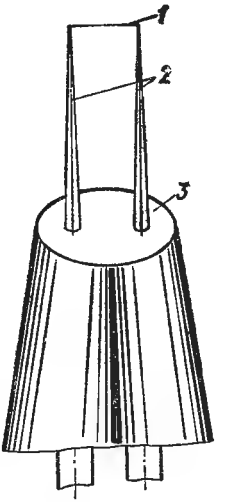


Рис. 23.4

При установившемся тепловом равновесии вся мощность I^2R_t, выделяемая в проволоке, равна мощности потерь тепла Q. Согласно закону Ньютона

$$Q = \zeta S (T_п - T_c) = I^2 R_t,$$

где ζ — коэффициент теплоотдачи; S — поверхность теплоотдачи, омываемая потоком; T_c и $T_п$ — температура среды и проволоки соответственно; I — ток преобразователя; R_t — сопротивление преобразователя при температуре $T_п$.

Значение ζ зависит от скорости движения среды, температуры среды и самой проволоки, физических параметров среды (вязкости, плотности, теплоемкости и теплопроводности), геометрии проволоки и состояния ее поверхности, положения в пространстве.

В частном случае обтекания газом или жидкостью нагретого цилиндра зависимость тепловых потерь подчиняется приближенной зависимости [9]

$$Q \approx A\sqrt{v} + B,$$

где A и B — постоянные; v — скорость потока.

Таким образом, уравнение преобразования — нелинейное вида

$$R_t = (A\sqrt{v} + B)/I^2.$$

В связи с трудностями расчета преобразователей термоанемометров на практике прибегают к экспериментальному определению зависимости сопротивления преобразователя от скорости данного рода газа или жидкости при определенной температуре среды и первоначальном нагреве преобразователя ($v = 0$).

Инерционность преобразователя растет с увеличением диаметра проволоки, и для измерения быстроизменяющихся скоростей ее диаметр берут не более 30÷20 мкм, а в ряде случаев используют проволоку и диаметром 3 ÷ 5 мкм. Длина проволоки обычно не превышает 3÷5 мм. В качестве материала наиболее часто применяют платину, вольфрам и сплав платины с иридием.

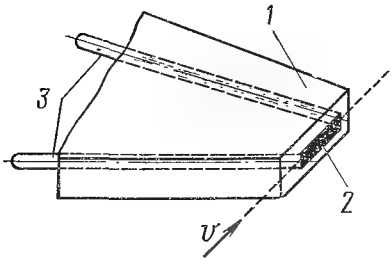


Рис. 23.5

Максимальная теплоотдача имеет место при положении, когда проволока перпендикулярна вектору скорости потока, и минимальная, когда направление потока и оси проволоки совпадают. Это дает возможность измерять не только скорость потока, но и ее направление. Для этой цели применяют преобразователи с двумя нитями, расположенными относительно друг друга под некоторым углом.

Ограниченная прочность проволоки является главным недостатком такого анемометра, особенно при измерениях больших скоростей. Поэтому в последнее время находят применение пленочные преобразователи (рис. 23.5). На торцевой поверхности усеченной пирамиды *1* из изолирующего термостойкого материала с малой теплопроводностью нанесена очень тонкая платиновая пленка *2*. Толщина пленки около 1 мкм, ширина и длина приблизительно 0,2 мм и 1 мм соответственно. Концы пленки имеют контакт с выводами *3*. Плоскость пленки *2* во время измерения ориентируется по направлению вектора v скорости потока.

Преобразователи термоанемометра, как правило, включаются в ветвь мостовой цепи. При измерении постоянных (установившихся) скоростей в диагональ моста включают магнитоэлектрический указатель, градуированный в единицах скорости потока. Если требуется наблюдать и записывать мгновенные скорости, к диагонали моста присоединяют усилитель с выходом на вибратор осциллографа. Для записи более быстрых процессов применяют электронные осциллографы.

Для измерения изменяющихся во времени скоростей применяют автоматическое уравновешивание моста с использованием обратной связи (рис. 23.6). Когда скорость набегающего потока равна нулю, мост приводят в равновесие, устанавливая некоторый начальный ток от вспомогательного источника U_0 путем изменения большого

(по сравнению с $R_t + R_3$) сопротивления r_0. Входное напряжение усилителя ΔU и его выходной ток $I_{вых}$ в этих условиях равны нулю.

При наличии воздушного потока с проволоки преобразователя R_t будет уноситься тепло, вследствие чего сопротивление его несколько уменьшается и мост выйдет из равновесия. Возникшее в результате этого напряжение ΔU приведет к появлению некоторого выходного тока $I_{вых}$ усилителя, и проволока преобразователя будет подогреваться так, чтобы сохранилось равновесие моста. При достаточно большом коэффициенте усиления усилителя ΔU будет иметь очень малое значение, т. е. практически сопротивление R_t останется постоянным и по току $I_{вых}$ можно будет судить о скорости потока газа или жидкости. При этом инерционность нити преобразователя уменьшается в несколько десятков раз (в зависимости от усиления усилителя *Ус*). Благодаря этому подобные устройства можно применять для измерения пульсаций скоростей потоков, изменяющихся с частотой до 100 *кГц* (термоанемометры без обратной связи могут применяться только до частот не более 5 ÷ 10 кГц).

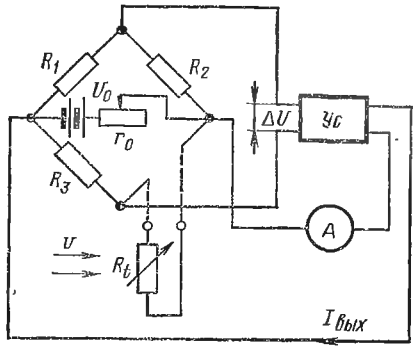


Рис. 23.6

§ 23.3. Измерение параметров вибраций и постоянных ускорений

Приборы для измерения параметров вибраций чаще всего выполняют с преобразователями, состоящими из механической колебательной системы и электрического преобразователя, воспринимающего колебания этой системы. Как было изложено в § 3.12, при небольшой инерционной массе, прикрепленной к основанию преобразователя на относительно жесткой пружине, т. е. при высокой собственной частоте колебательной подвижной системы, перемещения массы относительно основания пропорциональны внешнему ускорению, действующему на основание и, наоборот, при низкой собственной частоте, т. е. при относительно большой массе, закрепленной на мягкой пружине, такая масса остается практически неподвижной в пространстве, несмотря на колебания основания. Поэтому относительное перемещение основания относительно неподвижной в пространстве инерционной массы равно измеряемому перемещению корпуса преобразователя.

Таким образом, на изложенном принципе могут быть построены как преобразователи виброметров, так и акселерометров. Однако соотношения между собственной резонансной частотой механической системы и диапазоном частот измеряемых вибраций для виброметров и акселерометров прямо противоположны. Как было показано в § 3.12,

при приближении частоты измеряемых вибраций к собственной частоте преобразователя его погрешность резко возрастает. Поэтому собственная частота преобразователя должна быть для виброметров в несколько раз ниже нижнего края диапазона измеряемых частот, а для акселерометров в несколько раз выше верхнего края этого диапазона. Диапазоном частот, в котором наиболее часто проводятся измерения параметров вибраций, можно считать 20—3000 Гц. Поэтому собственные частоты механической системы виброметров лежат в пределах 2—7 *Гц*, а для акселерометров — в диапазоне 10—15 кГц и выше.

Благодаря интегральным и дифференциальным соотношениям между соответствующими параметрами вибрационного движения, преобразователь, воспринимающий виброускорения, может использовать-

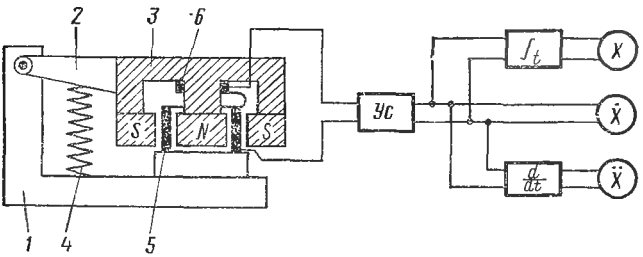


Рис. 23.7

ся (в сочетании с дважды интегрирующей цепью) и для измерения виброперемещений. И, наоборот, преобразователь, воспринимающий вибросмещения, можно применять (в сочетании с двойным дифференцированием) для измерения вибрационных ускорений. Поэтому приборы для измерения параметров вибраций часто выполняют комбинированными с одним преобразователем, интегрирующими и дифференцирующими устройствами, двумя или, даже, тремя указателями, по которым одновременно могут быть отсчитаны значения перемещения, скорости и ускорения.

В качестве примера на рис. 23.7 приведена схема устройства такого комбинированного прибора. Здесь на основании преобразователя *1* с помощью рычага *2* укреплена инерционная масса *3* в виде сильного постоянного магнита с радиальным зазором. Рычаг *2* удерживается в горизонтальном состоянии относительно мягкой предварительно сжатой пружиной *4*. Благодаря этому частота собственных колебаний массы *3* составляет несколько герц.

В качестве электрического преобразователя применен индукционный преобразователь, катушка *5* которого крепится к основанию *1* и находится в зазоре магнита *3*. При колебании основания *1* с частотами, значительно бо̀льшими собственной частоты системы, центр тяжести магнита *3* остается неподвижным в пространстве, а катушка *5* совершает в его зазоре колебания с амплитудой, равной амплитуде измеряемых колебаний. Э. д. с., наводимая в катушке *5* и пропорциональная скорости измеряемых колебаний, через усилитель *Ус* подает-

ся на указатель $\dot{X}$, который может быть градуирован в амплитудных значениях скорости измеряемых вибраций. Однако в таком виде преобразователь весьма чувствителен к внешним переменным магнитным полям. Для устранения этого к среднему стержню магнита *3* прикрепляется дополнительная катушка *6* с таким же числом витков, как и у катушки *5*, но намотанная во встречном направлении. В результате этого возникающие от внешних полей э. д. с. в катушках *5* и *6* взаимно компенсируются, и на вход усилителя *Ус* попадает лишь э. д. с., наводимая от движения катушки *5* в зазоре магнита.

Для того, чтобы в данном приборе, кроме отсчета скорости $\dot{X}$ вибраций, осуществить отсчет как вибрационных ускорений, так и виброперемещений, на выходе усилителя включаются еще два указателя $\ddot{X}$ и X: один — через дифференцирующую (d/dt), а другой — через интегрирующую $\int_t$ цепь (см. § 3.11).

Вместо указателей можно применять вибраторы светолучевого осциллографа, и кривые изменения во времени X, $\dot{X}$ и $\ddot{X}$ могут быть зарегистрированы на кинопленке. Если же в качестве указателей использовать выпрямительные приборы среднего или амплитудного значения, то их показания будут соответствовать среднему или амплитудному значению параметров исследуемых вибраций.

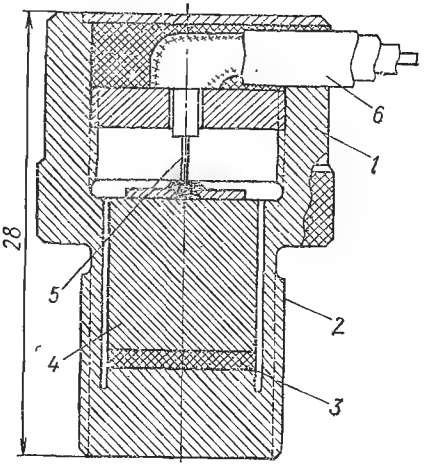


Рис. 23.8

Приборы с индукционными преобразователями по схеме рис. 23.7 выполняют, как правило, для работы в частном диапазоне от 20 (реже 10) и до 500 Гц. Для приборов на диапазон частот от 500 Гц до 10÷20 кГц применяют практически только пьезоэлектрические преобразователи.

Конструкция акселерометра с пьезоэлектрическим преобразователем приведена на рис. 23.8. Здесь корпус *1* преобразователя снабжен резьбой *2*, с помощью которой он плотно ввинчивается в объект измерения, для чего на последнем должно быть выполнено соответствующее резьбовое гнездо. В результате этого толстое жесткое дно корпуса преобразователя оказывается надежно закрепленным на объекте измерения. На дно с помощью эпоксидной смолы или другого клеющего состава приклеивается пьезоэлемент *3* из кварца, керамики титаната или цирконата бария. Сверху к пьезоэлементу приклеивается инерционная масса *4*. Для получения наибольшей массы в минимальном объеме используют вольфрамовые сплавы плотностью 18 Мг/м³ (18 г/см³), что в 2,3 раза больше чем у стали. В результате

получается компактная колебательная система, собственная частота которой определяется массой и жесткостью дна корпуса и груза *4* и может достигать 50÷100 кГц. Поэтому подобные преобразователи обеспечивают частотный диапазон прибора от 500 Гц до 20 кГц.

При работе преобразователя пьезоэлемент *3* испытывает усилия, пропорциональные измеряемому ускорению; количество электричества, создаваемое пьезоэлементом, также будет пропорционально мгновенному значению ускорения. Заряд, возникающий на пьезоэлементе, отводится от него экранированным кабелем *6*, жила *5* которого соединяется с изолированным от корпуса грузом *4*, а экран соединяется с корпусом.

Структурная схема универсального прибора с пьезоэлектрическим преобразователем для измерения вибрационных смещений и ускорений приведена на рис. 23.9. Для получения переменного напря-

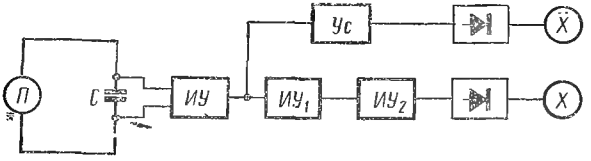


Рис. 23.9

жения, пропорционального измеряемому ускорению, независимо от частоты вибраций пьезоэлектрический преобразователь *П* замыкается на конденсатор *С*, сопротивление $X_C = 1/\omega C$ которого во всем рабочем диапазоне частот должно оставаться намного меньшим входного активного сопротивления предварительного усилителя *ИУ*. В области низких частот это соотношение нарушается, что и ограничивает нижний край частотного диапазона прибора. Напряжение с выхода *ИУ* подается на два параллельных канала. Один из них, состоящий из усилителя *Ус*, выпрямителя и указателя $\ddot{X}$, обеспечивает показание, пропорциональное ускорению измеряемых вибраций, а другой, состоящий из двух последовательных интегрирующих усилителей $ИУ_1$ и $ИУ_2$, выпрямителя и указателя *X*, — показание, пропорциональное смещениям.

Виброизмерительные устройства подобного типа, например аппаратура типа ПД-1, характеризуются следующими данными. Частотный диапазон измеряемых вибраций от 20 Гц до 10 кГц при приведенной погрешности ±5%. Путем переключения пределов усиления усилителя *Ус* устройство имеет четыре предела измерения ускорений: 20, 100, 400 и 2000 м/с², а путем переключения чувствительности интегрирующих усилителей — соответственно четыре предела измерения вибросмещений: 0,05; 0,25; 1,0; 5,0 мм.

В связи с развитием авиации и реактивной техники возникают задачи измерения не только вибрационных, но и постоянных по направлению ускорений, так называемых «перегрузок». Типичным случаем возникновения перегрузок является появление больших постоянных центробежных ускорений при крутом вираже скоростных самолетов.

Построение акселерометров для измерения постоянных или сравнительно медленно изменяющихся ускорений основывается также на применении механической колебательной системы в виде инерционной массы, подвешенной на пружине. Однако в этом случае необходимо применять очень мягкие пружины. Вследствие малого возвращающего усилия таких пружин основной проблемой является изыскание методов борьбы с сухим трением в подвижной части преобразователя. Одним из радикальных методов решения этой проблемы является закрепление массы на цилиндрических непрерывно вращающихся направляющих.

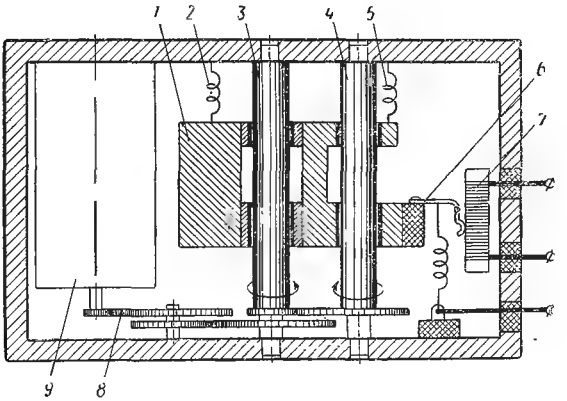


Рис. 23.10

Пример конструкции такого акселерометра для измерения перегрузок приведен на рис. 23.10. Здесь инерционная масса *1* подвешена к корпусу на спиральных пружинах *2* и *5* и может перемещаться лишь вдоль направляющих *3* и *4*. Эти направляющие приводятся во встречное вращательное движение через зубчатую передачу *8* от двигателя *9*, размещаемого в корпусе. Электрическим преобразователем является реостатный преобразователь *7*, движок *6* которого прикреплен (через изоляцию) к инерционной массе *1*. Благодаря такой конструкции подвески инерционной массы сухое трение в направляющих *3* и *4* полностью устраняется (величина силы трения становится пропорциональной скорости движения массы *1*, т. е. сухое трение переходит в вязкое) и порог чувствительности прибора определяется лишь сухим трением движка *6*.

Такие акселерометры (типов ЭА-8, ЭА-20 и др.) выпускаются с пределами измерения (5—200) м/с^2 и характеризуются погрешностью 1,0÷1,5%.

Глава XXIV

ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУР

§ 24.1. Общие соображения

В табл. 24.1 приведены примерные пределы применения наиболее распространенных приборов и методов измерения температуры. В таблице указаны также приблизительные значения погрешностей измерения при использовании данных приборов и методов.

Как видно из табл. 24.1, все приборы и методы, в зависимости от значений измеряемых температур, можно разделить на две группы. Первая группа охватывает методы и приборы для измерения в области средних и низких температур: она характеризуется применением контактных методов измерения и относительно узким рабочим диапазоном приборов. Вторая группа включает методы, в которых используется энергия излучения нагретого объекта, без непосредственного контакта с ним преобразователя. Эти методы применяются для измерения как высоких, так и низких температур.

§ 24.2. Контактные методы измерения низких и средних температур

Наиболее разработанными и освоенными промышленностью в области низких и средних температур являются методы измерения, использующие терморезисторы и термопары. В последнее время измеряемая температура преобразуется в электрический сигнал, частота которого является функцией температуры. К ним относятся: электроакустический метод, основанный на зависимости скорости звука в газе от температуры; метод, использующий явление ядерного квадрупольного резонанса; термошумовые методы [71]. В настоящем параграфе основное внимание уделяется рассмотрению методов и приборов с терморезисторами и термопарами.

Конструкция термометров сопротивления и термопар и их монтаж должны обеспечивать хороший теплообмен чувствительного элемента преобразователя со средой через теплопроводность и конвенцию. С этой целью преобразователь погружается в среду, и при измерении температуры, например потоков жидкостей или газов, устанавливается против направления движения среды.

Измерение температуры твердых тел и поверхностей отличается тем, что резко возрастает зависимость показаний от потерь тепла через теплопроводность преобразователя, особенно если приходится иметь дело с измерением температуры плохо теплопроводящих тел.

При измерении температуры сыпучих тел (например, зерна в зернохранилищах, почвы) уменьшение потерь на теплопроводность легко достигается глубоким погружением преобразователя в толщу среды; обычно в этом случае применяют термометр сопротивления с герметически присоединенным кабелем.

Таблица 24.1

	Приборы и методы измерения температуры	Температура, °С	Погрешность, %
		-273 0 1000 2000 3000 100000	
I	Термометры сопротивления:		
	из благородных металлов		0,001
	из неблагородных металлов		0,5÷2
	полупроводников		1÷2
	Термоэлектрические термометры с термопарами:		
	из благородных материалов		0,1
	из неблагородных материалов		1÷2
	из тугоплавких материалов		1÷3
	Электроакустические		0,05
	Термошумовые		0,1
	Метод ядерного квадрупольного резонанса		0,01
II	Оптические пирометры:		
	радиационные		5
	яркостные		1÷2
	цветовые		1÷5
	спектрометрические		5÷10

Термометры сопротивления. В термометрах сопротивления могут быть использованы любые измерительные цепи, предназначенные для измерения сопротивления. Однако наибольшее распространение получили неравновесные мосты с логометрами и автоматические (самоуравновешивающиеся) мосты, в одно плечо которых включается преобразователь (см. § 15.3).

На рис. 24.1 приведена мостовая измерительная цепь с логометром, рамки которого обозначены через R_0 и R_0'. Постоянные манганиновые резисторы R_1, R_2, R_3 образуют три плеча моста, четвертым служит терморезистор R_t, включаемый с помощью линий r_1, r_1', r_1'' последовательно с подгоночными резисторами $R_л$ и R_4. Последнее служит для уравновешивания цепи при $t = 0$ (подгоняется на заводе). Сопротивление резистора $R_л$ дополняет сопротивление $(r_1 + r_1')$ до значения, принятого при градуировке преобразователя (обычно 5 Ом), и устанавливается в зависимости от сопротивления линии до нужного значения при монтаже термометра на месте эксплуатации. Резистор r_t, составленный из последовательно соединенных медного и манганинового проводов, служит для коррекции температурной погрешности измерительной цепи.

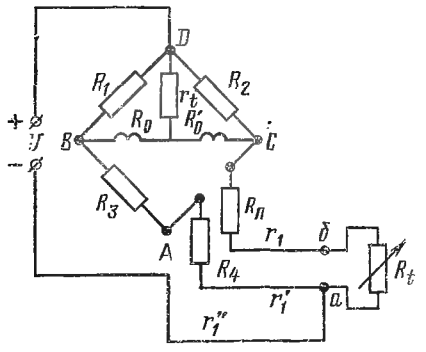


Рис. 24.1

Использование трехпроводной линии r_1, r_1', r_1'' существенно снижает погрешность от влияния сопротивления линии. Действительно, в двухпроводной линии, когда провод r_1'' подключается не к зажиму преобразователя a, а к точке A моста, провода r_1 и r_1' оказываются включенными последовательно с преобразователем в плечо AC моста. В результате изменение температуры окружающей среды, в которой находятся провода r_1 и r_1', изготовляемые из меди, вызывало бы изменение сопротивления плеча AC моста и, тем самым, погрешность. При включении же преобразователя по схеме рис. 24.1 сопротивление r_1'' входит в цепь питания моста, и изменение этого сопротивления не нарушает соотношений сопротивлений мостовой цепи. Сопротивления же линий r_1 и r_1' суммируются с сопротивлениями плеч $(R_t + R_л)$ и R_3 соответственно, благодаря чему ток в измерительной диагонали при изменении сопротивлений линий практически остается постоянным (см. § 15.3). Подобный способ коррекции погрешности, вызываемой изменениями температуры линии, почти полностью исключает погрешность в равновесной цепи и существенно уменьшает ее в неравновесной.

Применение термометров сопротивления позволяет получить очень высокую точность измерения. Так, погрешность образцовых платиновых термометров сопротивления при измерении температуры до 1000° С не превосходит 0,01° С. Подобные термометры обладают также

высокой стабильностью. Погрешность никелевых и медных термометров сопротивления несколько выше, а пределы измерения у́же, чем у платиновых, однако использование их в ряде случаев оправдывается значительно меньшей стоимостью, чем платиновых.

Термоэлектрические термометры (термоэлектрические пирометры). Метод измерения температуры с помощью термопар — один из самых распространенных и удобных методов измерения.

На рис. 24.2 приведена одна из конструкций термоэлектрического преобразователя. Термопара образуется двумя проводниками, сваренными между собой в точке *1*, и помещается в фарфоровую трубку *2*, что позволяет использовать ее до достаточно высоких температур. При более низких температурах трубка выполняется из жаропрочных сортов стали. Изоляция термоэлектродов друг от друга осуществляется помещением одного из электродов в тонкую фарфоровую трубку *3*. При стальном корпусе подобным образом изолируются оба термоэлектрода.

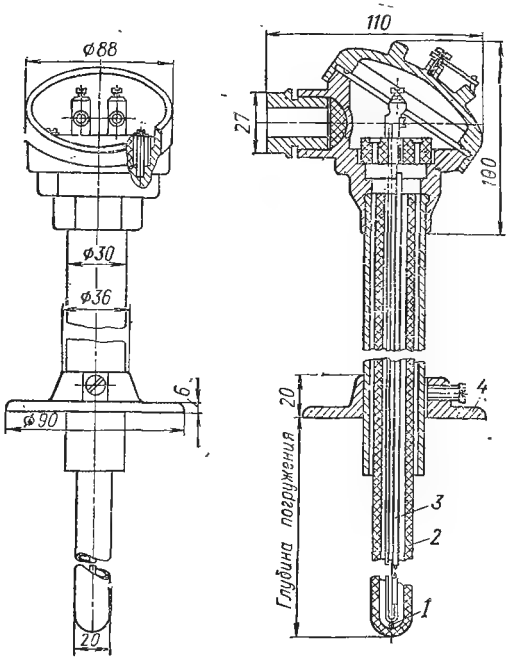


Рис. 24.2

Подвижный фланец *4* служит для крепления преобразователя, например в стенке печи, в которой производится измерение температуры.

При измерении температуры в телах малого объема с резко изменяющейся температурой для уменьшения потерь тепла через теплопроводность проводников термопары лучшим средством является прокладка участка термопары на изотермической поверхности с тем, чтобы отток тепла по термопаре происходил на значительном расстоянии от ее горячего спая.

В случае применения термопар для измерения температуры поверхностей тел особое внимание должно быть уделено вопросу надежного теплового контакта с объектом измерения. Это важно при измерении на неметаллических или шероховатых поверхностях.

В качестве измерительных цепей термоэлектрических термометров используются милливольтметры или малоомные компенсаторы на низкий предел измерения (до 100 мВ) как с ручным, так и с автоматическим уравновешиванием. В последнем случае сопротивление линии не вызывает погрешности измерения, так как ток, потребляемый при из-

мерении, практически равен нулю. В тех же случаях, когда термо-э. д. с. измеряется милливольтметром, возникает погрешность, обусловленная колебаниями температуры элементов цепи прибора. Ток через прибор в этом случае

$$I = E_т/(R_т + R_л + R_п),$$

где $E_т$ — термо-э. д. с.; $R_т$, $R_л$, $R_п$ — сопротивления термоэлектродов, линии и измерительного прибора соответственно.

Напряжение на зажимах милливольтметра

$$U = E_т - I(R_л + R_т) = E_т R_п/(R_т + R_л + R_п).$$

Из этого выражения следует, что при сопротивлении $R_п$, значительно большем, чем $(R_т + R_л)$, погрешность измерения вследствие изменения $R_т$ и $R_л$ будет мала. Обычно в приборах промышленного применения сопротивление $(R_т + R_л)$ ограничивается значением 5 Ом. Оно устанавливается при монтаже прибора путем уменьшения добавочного сопротивления, предусмотренного в приборе, на величину, равную сопротивлению линии.

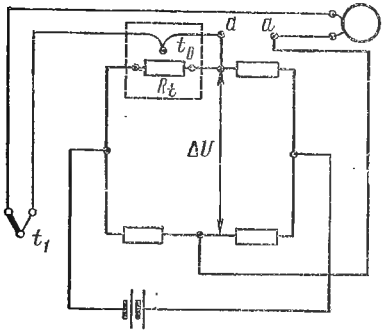


Рис. 24.3

Так как сопротивление милливольтметра, как правило, в 40 ÷ 50 раз больше, чем сопротивление линии, то погрешность, вследствие изменения температуры линии, невелика (меньше 1%).

На рис. 24.3 приведен пример цепи для автоматического введения поправки на температуру холодного конца. В разрыв цепи термопары между точками a — a включена диагональ моста, одно из плеч которого R_t представляет собой термозависимое сопротивление. Расположено оно в одном месте с холодным концом термопары и, следовательно, находится при той же температуре t_0. Мост рассчитан так, что при $t_0 = 0$ напряжение $\Delta U = 0$. При изменении t_0 выходное напряжение моста будет изменяться и, в той или иной мере, компенсировать напряжение, возникающее вследствие изменения t_0. Остаточная погрешность, обусловленная изменением температуры свободного конца, при помощи описываемого устройства снижается до 0,04% на 10° С.

Недостатки подобных устройств: необходимость в дополнительном источнике питания и поддержание напряжения этого источника постоянным.

§ 24.3. Контактные методы измерения высоких температур

Контактные методы измерения высоких температур основаны на использовании переходного процесса нагрева термопары:

$$0 = f(t) = \Delta T(1 - e^{t/\tau}),$$

где θ — прирост температуры горячего спая за промежуток времени, равный t; ΔT — разность температур объекта исследования и преобразователя; τ — постоянная времени преобразователя.

Используя это соотношение, достаточно точное для регулярного теплового режима [29], можно определить температуру объекта, не ожидая, пока горячий спай термопары нагреется до температуры объекта, а получив лишь начальный участок кривой переходного процесса $\theta = f(t)$.

Ограничив время погружения термопары в высокотемпературную среду 0,4÷0,6 с, получают осциллограмму начального участка переходного процесса и по ней вычисляют значение температуры среды. Если максимальная температура, до которой успевает нагреться термопара, составляет около половины измеряемой, то погрешность определения последней не превосходит удвоенной погрешности термопары. Этот метод используется, в частности, для измерения температуры расплавленной стали.

Инерционность термопар, обусловленная их конструктивными особенностями, ограничивает применение термопар для измерения быстропеременных температур. Радикально уменьшить инерционность только за счет конструктивных усовершенствований достаточно трудно. Конструкции малоинерционных термопар описаны в [9].

При малых скоростях среды, температура которой измеряется, и невозможности глубокого погружения в нее преобразователя применяют так называемые отсасывающие термопары для понижения инерционности преобразователя и улучшения теплового контакта со средой [72].

§ 24.4. Бесконтактные методы измерения средних и высоких температур

Если какое-либо тело нагрето значительно выше температуры окружающей среды, то его теплообмен со средой происходит не только путем теплопроводности и конвекции, но и путем лучеиспускания. Для абсолютно черного тела полная энергия излучения с единицы поверхности

$$E = \sigma T^4,$$

где $\sigma = 4{,}96 \cdot 10^{-2}$ Дж/м^2·с·град^4, т. е. пропорциональна четвертой степени абсолютной температуры T.

Воспринимая это излучение, можно измерять температуру без непосредственного контакта с нагретым телом. Термометры, построенные на этом принципе, называют пирометрами. В зависимости от используемой входной величины различают три вида этих приборов: радиационные, яркостные и цветовые.

В радиационных пирометрах измеряется интегральное тепловое излучение. В яркостном пирометре используется яркость светового излучения нагретых тел. Он может быть применен, естественно, лишь при высоких температурах и отличается тем, что из всего весьма широкого спектра излучения воспринимается лишь узкая полоса частот. Например, человеческий глаз воспринимает узкую полосу видимого

света, соответствующую электромагнитным колебаниям с длиной волны λ от 0,6 до 0,7 мкм. Использование же сурмяноцезиевого фотоэлемента с красным светофильтром позволяет воспринимать полосы частот с λ от 0,6 до 0,7 мкм, так как более высокие частоты не пропускаются светофильтром, а более низкие не воспринимаются фотоэлементом. Цветовой пирометр основан на определении спектрального состава излучения, т. е. его цвета.

Радиационные пирометры. На рис. 24.4 показан преобразователь пирометра ИАТ, представляющий собой трубу *1*, в заднем торце которой установлено сферическое зеркало *3*. Измеряемый радиационный поток, отраженный зеркалом *3*, фокусируется на терморезистор *2* и нагревает его. Чтобы нагрев происходил только прямыми лучами

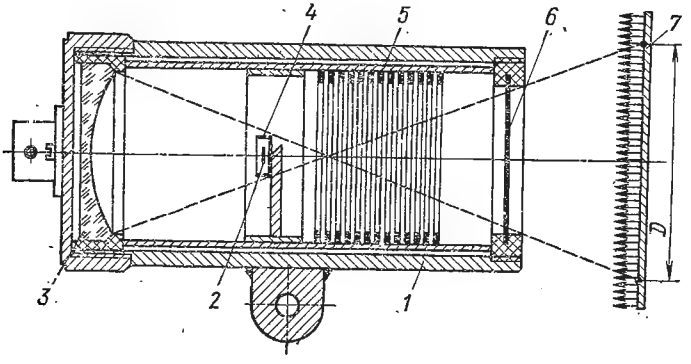


Рис. 24.4

и исключался нагрев лучами, отраженными от стенок трубы, внутренняя ее поверхность покрыта зачерненными ребрами *5*, а терморезистор прикрыт со стороны, противоположной фокусирующему зеркалу, тепловым экраном *4*. Для сохранения в чистоте внутренней полости преобразователя и особенно отражающей поверхности фокусирующего зеркала входной конец трубы герметично закрыт тонкой полиэтиленовой пленкой *6*, хорошо прозрачной для светового и инфракрасного излучения.

Терморезистор включается в одно из плеч самоуравновешивающегося моста, питаемого током частотой 50 Гц. Пирометр предназначен для измерения температур от 20 до 100° С. При измерении более высоких температур (от 100 и до 2500° С), когда излучение становится более высокочастотным, для фокусировки радиационного потока применяются стеклянные или кварцевые собирательные линзы, а в качестве чувствительного элемента, воспринимающего тепловой поток, — батареи термопар. Подобные пирометры не могут измерять относительно низкие температуры (ниже 100° С), так как стеклянная или даже кварцевая оптика непрозрачна для низкотемпературного инфракрасного излучения.

Расстояние, с которого может производиться измерение, определяется размерами нагретого тела и не может быть слишком большим

по следующим причинам. При расположении поверхности нагретого тела 7 (рис. 24.4) в непосредственной близости от преобразователя, на фокусирующее зеркало попадают лучи с части поверхности тела, ограниченной кругом с диаметром D. При увеличении расстояния между телом и преобразователем плотность радиационного потока убывает пропорционально квадрату этого расстояния. Однако одновременно с этим возрастает площадь поверхности нагретого тела, ограниченная диаметром D и «видимая» телескопом преобразователя. Так как увеличение этой площади также пропорционально квадрату расстояния, то показания прибора остаются примерно постоянными. Например, для пирометра ИАТ изменение начального расстояния в 600 мм на ± 100 мм вызывает погрешность показаний не более $\pm 2{,}5°$ С. Однако при дальнейшем увеличении расстояния в «поле зрения» преобразователя оказывается не только нагретое тело, но и окружающие его более холодные предметы. В этом случае показания прибора могут сильно отличаться от температуры измеряемого объекта. Диаметр поля зрения преобразователя ИАТ, например с расстояния 600 мм, составляет 160 мм, а с расстояния 6 м — 1,6 м. Поэтому измерение температуры тела, в контуры которого вписывается круг диаметром 320 мм, может производиться с различных расстояний, но не более 1,2 м.

Недостатком всех радиационных пирометров является то, что их показания определяются не только температурой исследуемого тела, но и отражающей способностью его поверхности. У реальных, не абсолютно черных, тел происходит внутреннее отражение теплового потока от их поверхности и выходящий во вне поток $E = \varepsilon\sigma T^4$, где ε — коэффициент неполноты (черноты) излучения. Этот коэффициент для различных материалов колеблется в пределах от 0,04 до 0,9; при этом он сильно зависит от состояния поверхности материала.

Из этого следует, что температура $T_р$, измеренная по методу полного излучения, всегда меньше истинной температуры тела T. Поэтому $T_р$ называют радиационной температурой нечерного тела, а ее связь с истинной температурой определяется соотношением $T_р = T\sqrt[4]{\varepsilon}$. Например, для стальных деталей, в зависимости от появления на них окалины значение ε может изменяться от 0,1 до 0,9, следовательно, различие между T и $T_р$ может достигать $\sqrt[4]{9} = 1{,}7$. Поэтому радиационные пирометры градуируются именно на тех телах и в том состоянии, в котором им затем предстоит работать, и при смене объектов измерения, сильно отличающихся друг от друга, нуждаются в новой градуировке.

Яркостные пирометры. Эти пирометры являются приборами сравнения в узком участке спектра яркости исследуемого объекта с яркостью образцового излучателя в виде температурной лампы накаливания. В качестве образцового источника яркости применяют лампы с плоской (не свернутой в спираль) вольфрамовой нитью или лентой. После старения в течение 100 ч при температуре 2000° С излучение лампы становится достаточно стабильным, если ее при эксплуатации не перегревать выше $1400 \div 1500°$ С. Яркость можно регулировать или изменением тока лампы или введением нейтрального светофильтра пе-

ременной плотности — «оптического клина». В первом случае шкала прибора получается резко нелинейной, так как яркость нити лампы накаливания пропорциональна примерно пятой степени тока накала. При изменении же яркости с помощью оптического кругового клина угол поворота последнего будет линейно зависеть от регулируемой яркости.

Устройство яркостного пирометра с оптическим клином схематически показано на рис. 24.5. Телескоп содержит объектив *1* и окуляр *5*, через которые наблюдатель рассматривает исследуемый объект *8*. Наблюдение проводится в узкой полосе частот излучения, для чего перед окуляром *5* устанавливается красный светофильтр *4*. Нить *6* температурной лампы наблюдатель видит непосредственно, а яркость исследуемого объекта *8* ослабляется оптическим клином *3*. Угол поворота клина, соответствующий равенству яркостей, отсчитывается по шкале указателя *7*. Прибор имеет два предела измерения, для чего последовательно с клином вводится нейтральный светофильтр *2* с поглощением, равным поглощению толстого края клина, и отсчет производится по второй шкале вплоть до удвоенного значения яркостей.

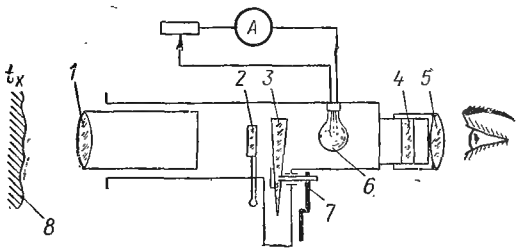


Рис. 24.5

Сравнение яркостей при определении температуры тел с достаточной площадью светящейся поверхности происходит следующим образом. Если яркость объекта больше яркости образцового излучателя, то нить лампы (рис. 24.6, *а*) видна в виде черной тени на более ярком фоне объекта. Если же, наоборот, яркость объекта слишком ослаблена светофильтром, то свечение нити становится заметным на более темном фоне объекта (рис. 24.6, *б*). При точном совпадении яркостей глаз наблюдателя не может обнаружить присутствия нити, т. е. контуры нити исчезают из поля зрения, как это показано на рис. 24.6, *в*. По этой причине пирометры такого типа часто называют пирометрами с исчезающей нитью.

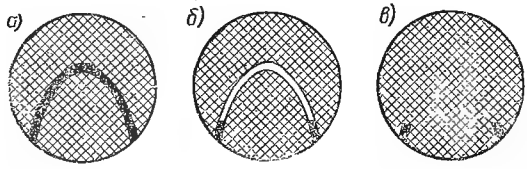


Рис. 24.6

Хотя яркости двух тел при этом методе сравниваются чисто субъективно, возникающая от этого погрешность измерения мала. Дело в том, что яркость тела растет в десятки раз быстрее, чем его температура. Поэтому, если при сравнении яркостей будет допущена погрешность даже в 1%, это вызовет погрешность в измерении температуры не более 0,1%.

Описанный прибор требует ручного уравновешивания, однако вы-

пускаются яркостные пирометры и с автоматическим уравновешиванием. Структурная схема такого пирометра серии ФЭП приведена на рис. 24.7. Здесь световой поток от исследуемого объекта *1* и образцовой лампы *2* через красный светофильтр *3* поступает на фотоэлемент *4*. Таким образом сравнение световых потоков производится, как указывалось ранее, в узком интервале длин волн от 0,6 до 0,7 мкм. Эти два потока света попеременно, с частотой 50 Гц, перекрываются колеблющимся якорем *5* поляризованного электромагнита и неподвижной маской *6*. Выходной ток фотоэлемента через усилитель *Ус* переменного тока и фазочувствительный демодулятор ФЧД подается в цепь накала лампы *2*.

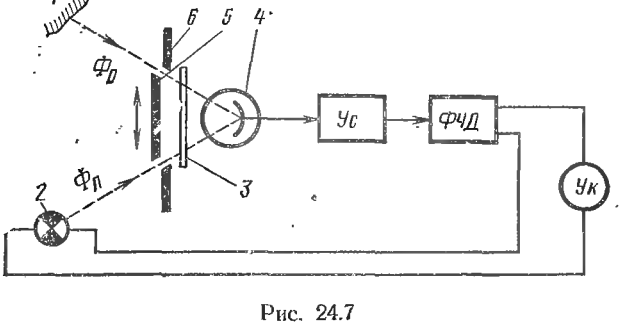


Рис. 24.7

При равенстве световых потоков от объекта *1* и лампы *2* освещение фотоэлемента остается неизменным во времени. Если же потоки несколько отличаются друг от друга, то в результате переключения фотоэлемента то на поток $\Phi_л$ лампы, то на поток Φ_0 объекта на выходе фотоэлемента появляется переменная составляющая тока, которая подогревает нить лампы почти до состояния равенства потоков. Таким образом, вся эта цепь представляет собой прибор со статическим уравновешиванием, автоматически поддерживающим равенство сравниваемых потоков. Выходным указателем *Ук* прибора является миллиамперметр или самоуравновешивающийся компенсатор, измеряющий ток лампы накаливания и градуированный в градусах температуры.

Яркостные пирометры, как и радиационные, обладают погрешностью от неполноты излучения; измеряемая ими температура тела $T_я$ называется яркостной температурой. Соотношение между $T_я$ и истинной температурой T, как показывает квантовая теория излучения, определяется выражением:

$$\frac{1}{T_я} = \frac{1}{T} - \frac{\lambda}{c_2} \ln \varepsilon_\lambda, \qquad (24.1)$$

где λ — длина волны воспринимаемого излучения; ε_λ — коэффициент неполноты излучения для данной длины волны, равной, чаще всего, 0,6÷0,7 мкм; c_2 — вторая постоянная излучения.

Коэффициент неполноты излучения при $\lambda = 0{,}6 \div 0{,}7$ мкм для различных материалов колеблется в диапазоне от 0,03 до 0,7 и резко за-

висит от состояния поверхности материала. Так, для полированной меди он равен 0,03, а для оксидированной меди 0,73. Но, благодаря тому, что в выражение (24.1) ε_λ входит под знаком логарифма, различие между ними для практически встречающихся случаев составляет 15—25% и учитывается градуировкой прибора в рабочих условиях.

Цветовые пирометры. Цветовые пирометры основаны на измерении отношения интенсивностей излучения при двух длинах волн, выбираемых обычно в красной и синей областях спектра. Температура, измеряемая цветовыми пирометрами, называется цветовой температурой тела, и если коэффициенты неполноты излучения для обеих выбранных длин волн совпадают между собой, то цветовая температура равна истинной температуре тела. Это одно из решающих преимуществ цветовых пирометров. Кроме того, показание цветовых пирометров принципиально не зависит от расстояния до объекта измерения и от поглощения радиации в среде, заполняющей это расстояние, если коэффициенты поглощения одинаковы для обеих длин волн.

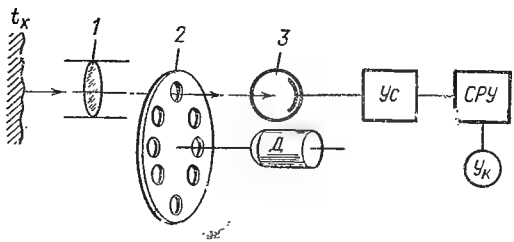


Рис. 24.8

Недостатком цветовых пирометров является их относительная сложность. Дело в том, что зависимость спектральной плотности излучения, т. е. энергия, приходящаяся на единицу длины волны, от измеряемой температуры описывается довольно сложным выражением, вытекающим из квантовой теории. Так если измерение производится на двух длинах волн λ_1 и λ_2, то соответствующие им энергии определяются соотношениями:

$$E_1 = \varepsilon_1 c_1 \lambda_1^{-5} e^{-c_2/\lambda_1 T}, \quad E_2 = \varepsilon_2 c_1 \lambda_2^{-5} e^{-c_2/\lambda_2 T}, \tag{24.2}$$

где c_1—первая постоянная излучения.

Отсюда искомое значение температуры T может быть найдено по значениям E_1, E_2, ε_1, ε_2, λ_1, λ_2 только путем решения уравнения вида:

$$T = c_2 \left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}\right) / \ln \frac{E_1 \varepsilon_2 \lambda_2^5}{E_2 \varepsilon_1 \lambda_1^5}. \tag{24.3}$$

Поэтому в состав цветового пирометра входит вычислительное устройство, автоматически решающее уравнение (24.3). При этом в вычислительное устройство должны быть заранее введены значения λ_1, λ_2, ε_1 и ε_2. Если последние будут заданы с ошибкой, то ошибочным будет и результат вычисления. При измерении температур до $2000 \div 2500°$ С значения ε_1 и ε_2 могут быть определены путем предварительного экспериментального исследования. Однако если понадобится измерить температуры в сотни тысяч градусов, то значения коэффициентов для подобных температур неизвестны и не могут быть указаны заранее. В этом случае используется измерение интенсивностей излучения не

на двух, а, например, на четырех длинах волн. Располагая данными для составления четырех независимых уравнений, можно с помощью вычислительного устройства выполнить совместное решение этих уравнений сначала для нахождения необходимых коэффициентов, а затем для вычисления по ним искомой температуры.

Для устранения погрешности, которая может быть внесена различием и нестабильностью фотоэлементов и усилителей, воспринимающих излучение при каждой из длин волн, цветовые пирометры, как правило, выполняются по схеме, приведенной на рис. 24.8. Здесь воспринимаемое излучение фокусируется объективом *1* на фотоэлементе *3*. Перед фотоэлементом располагается приводимый во вращение двигателем *Д* диск *2* со светофильтрами, выделяющими два (например, красный и синий) или четыре участка спектра. В результате излучение в этих участках спектра воспринимается и усиливается одним и тем же фотоэлементом *3* и усилителем *Ус*, благодаря чему отношение интенсивностей излучения [см. (24.2) и (24.3)] не изменяется от изменения чувствительности этого канала и его погрешности исключаются. Поочередно воспринятые интенсивности излучения в каждом из участков спектра оказываются разделенными во времени и после усиления поступают на вход счетно-решающего устройства *СРУ*. Последнее производит над ними необходимые математические операции и результат вычислений передает на выходной указатель прибора *Ук*. Счетно-решающее устройство должно работать синхронно с вращением диска *2*.

В более совершенных приборах этого типа для выделения соответствующих участков спектра используются не светофильтры, а разложение спектра с помощью дифракционных решеток. При слабых световых потоках, например при измерении температуры звезд, вместо фотоэлементов применяют чувствительные фотоумножители.

Глава XXV
ИЗМЕРЕНИЕ СОСТАВА И КОНЦЕНТРАЦИИ ВЕЩЕСТВА

§ 25.1. Общие соображения

Анализ вещества имеет решающее значение для правильного ведения ряда технологических процессов при химических, биологических, медицинских, космических и других исследованиях. Объектами рассматриваемых измерений являются практически все существующие вещества и химические элементы в газообразном, жидком и твердом состояниях.

Часто задача усложняется тем, что приходится измерять концентрацию отдельных веществ или группы веществ в сложных многокомпонентных средах при различных условиях в отношении температуры, давления, скорости перемещения и др. Диапазон изменения концентрации веществ весьма широк. Так, для определения микроконцентраций хлора, ацетилена, токсичных газов в производственных условиях требуются приборы с верхним пределом измерения 10^{-4}% объемной концентрации. При производстве сверхчистых металлов и полупроводников необходимо измерять примеси, концентрация которых не превышает $10^{-6} \div 10^{-8}$%.

Многообразие измеряемых веществ и широкий диапазон изменения их концентрации в различных средах обусловили возникновение многочисленных методов и приборов. В данной главе будут рассмотрены некоторые электрические методы измерения состава и концентрации вещества, сгруппированные по используемым для этих целей физико-химическим явлениям и свойствам вещества.

§ 25.2. Электрохимичаские методы

Электрохимические методы и приборы измерения концентрации веществ основаны на применении электрохимических преобразователей (см. гл. XII), в которых используются зависимости состав — сигнал или свойство — сигнал. Наиболее распространенными электрохимическими методами являются кондуктометрический, потенциометрический, кулонометрический и полярографический.

Кондуктометрический метод основан на измерении электропроводности растворов с использованием контактных и бесконтактных резистивных электрохимических преобразователей (см. § 12.3). Этот метод применяется для измерения концентрации солей в растворах, конденсате и воде паросиловых установок, для измерения солености морской воды и др. Он используется также для определения концентрации газов по изменению электропроводности раствора при введении в него пробы анализируемого газа. Например, если в водный раствор KOH впустить CO_2, то образуется соль K_2CO_3($CO_2 + 2KOH = K_2CO_3 + H_2O$), что приводит к изменению электропроводности раствора. Приборы, основанные на кондуктометрическом методе, называются кондуктометрическими концентратомерами, соленомерами или кондуктометрическими газоанализаторами.

На рис. 25.1 приведена схема кондуктометрического концентратомера для измерения концентрации растворов с применением проточного резистивного электрохимического преобразователя r_X, включенного в измерительную цепь автоматического моста переменного тока. Для коррекции температурной погрешности используется терморезистор $r_к$, который помещается в измеряемый раствор для того, чтобы температура раствора и терморезистора были одинаковыми. Терморезистор $r_к$ шунтирован резистором из манганина $r_ш$ для уменьшения температурной погрешности.

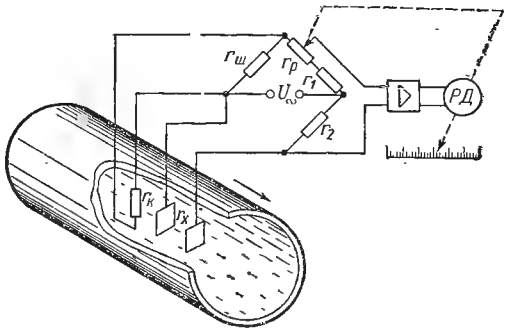


Рис. 25.1

Перспективными являются кондуктометрические концентратомеры с частотозависимыми измерительными цепями. В этих приборах используются *RC*-, *LC*- или *RL*-генераторы, в частотозависимые цепи которых включен контактный или бесконтактный электрохимический преобразователь. Изменение концентрации раствора вызывает изменение параметров преобразователя, что обусловливает изменение частоты генератора, которая является выходной величиной прибора.

Потенциометрический метод основан на измерении электродных потенциалов (см. § 12.1) с использованием гальванических преобразователей (см. § 12.2). Этот метод широко применяется в pH-метрах — приборах для измерения активности водородных ионов (см. § 12.2), а также в газоанализаторах.

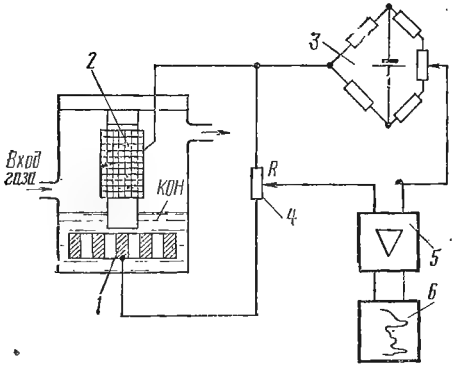


Рис. 25.2

На рис. 25.2 приведена схема газоанализатора с гальваническим преобразователем, предназначенного для измерения микроконцентраций кислорода в газовых смесях. Преобразователем является щелочной гальванический элемент с анодом *1* из свинцовой ленты и полупогруженным в электролит катодом *2* в виде серебряной сетки с фильтровальной бумагой. При прохождении анализируемого газа кислород диффундирует по поверхности катода в электролит, вызывая возникновение электрохимической реакции, сопровождающейся появлением э. д. с., пропорциональной концентрации кислорода в анализируемой газовой смеси. Начальная э. д. с. компенсируется напряжением с мо-

стовой цепи *3*, включенным навстречу падению напряжения на нагрузке *4* гальванического преобразователя Разность указанных напряжений через усилитель *5* подается на регистрирующий прибор *6*.

Нижний предел измерения газоанализатора составляет 0,001% O_2 по объему. Верхний предел обычно не превышает 0,1%, так как при концентрациях выше 0,02÷0,05% O_2 падает чувствительность и нарушается линейная зависимость между э. д. с. преобразователя и концентрацией O_2. Основная погрешность различных типов гальванических газоанализаторов составляет ±(1÷10)%. Температурная погрешность равна +2,4%/°C, поэтому необходимо термостатирование или применение схемы коррекции температурной погрешности. Последние модели газоанализаторов снабжаются автономными устрой-

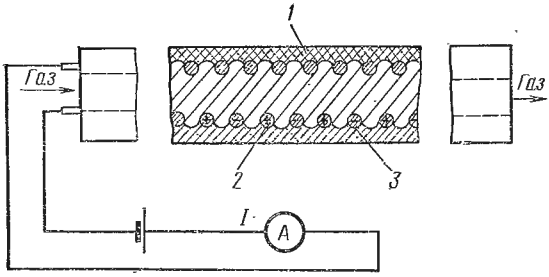


Рис. 25.3

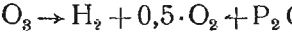
ствами для градуировки и поверки с применением водорода в качестве газа-носителя, в который добавляется известное количество кислорода, получаемого электролизом и определяемое по току электролиза.

Постоянная времени таких газоанализаторов определяется в основном диффузией кислорода и скоростью протекания процессов на электродах и, в зависимости от конструкции преобразователя, составляет 0,25÷5 мин.

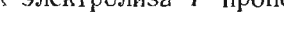
Кулонометрический метод основан на измерении количества электричества или тока при электролизе исследуемого вещества. Высокую точность измерения обеспечивает способ кулонометрического титрования, являющийся методом уравновешивания, при котором концентрация определяется по току электролиза для выделения вещества, реагирующего с измеряемым компонентом. Кулонометрический метод применяется для измерения концентрации определенного компонента в жидких и газообразных средах, а также для измерения влажности газов.

На рис. 25.3 показано схематическое устройство преобразователя кулонометрического гигрометра для измерения влажности газов. Преобразователь представляет собой изоляционную трубку *1* небольшого диаметра, на внутренней поверхности которой расположены два спиральных электрода *2* и *3*. Электроды и спиральный зазор между ними покрыты тонкой пленкой фосфорного ангидрида P_2O_5, которая имеет большое сопротивление в сухом виде и малое сопротивление при поглощении влаги.

Исследуемый газ с постоянной скоростью подается через трубку преобразователя. При этом непрерывно протекают два процесса: поглощение влаги пленкой с образованием фосфорной кислоты и электролиз воды с регенерацией фосфорного ангидрида:



$$P_2O_5 + H_2O \rightarrow 2HPO_3;$$



$$2HPO_3 \rightarrow H_2 + 0{,}5 \cdot O_2 + P_2O_5.$$

Установившийся ток электролиза I пропорционален абсолютной влажности газа:

$$I = Fzpq/M,$$

где F — постоянная Фарадея; M — молекулярный вес воды; z — основность; p — расход газа, м³/с; q — абсолютная влажность, г/м³.

Кулонометрические гигрометры позволяют производить измерение паров воды в газах в диапазоне от 10^{-4} до 1% по объему с погрешностью $\pm(5 \div 10)\%$.

Полярографический метод, основанный на использовании явления поляризации (см. § 12.1), является одним из наиболее чувствительных электрохимических методов, который позволяет производить анализ многокомпонентных растворов без предварительного разделения компонентов. Анализ производится путем снятия вольтамперной характеристики (полярограммы) $I=f(U)$ при электролизе исследуемого раствора в специальном преобразователе, площадь одного из электродов которого (обычно катода) значительно меньше площади другого.

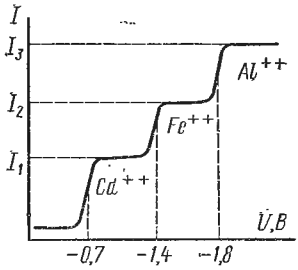


Рис. 25.4

Если раствор содержит различные ионы, то полярограмма представляет собой ступенчатую кривую (рис. 25.4), каждая ступенька которой характеризует наличие в растворе ионов определенного вида. Напряжения, соответствующие середине участков резкого возрастания тока, используются для качественного анализа, так как их значения соответствуют потенциалам выделения ионов, значения которых приводятся в специальных таблицах. Токи I_1, I_2, I_3, и т. д. (см. рис. 25.4) зависят от концентрации соответствующих ионов в растворе, и их значения используются для количественного анализа.

Наиболее широкое распространение получили полярографы с ртутно-капельным преобразователем, у которого анодом является ртуть, заполняющая дно преобразователя, а катодом — ртутная капля диаметром около 1 мм, периодически вытекающая из стеклянного капилляра. Такое устройство поляризующегося электрода обеспечивает однородность и непрерывное обновление поверхности электрода и приэлектродного слоя раствора, в результате чего получается хорошая воспроизводимость результатов измерений.

Преобразователь с ртутным электродом применяется для анализа катионов, большинство из которых восстанавливается при потенциале поляризующегося электрода от 0 до —3В. Для анализа анио-

нов и расплавленных солей, когда нельзя использовать ртутный электрод, применяются твердые электроды из платины, золота, никеля.

Измерительные цепи современных полярографов содержат: устройство для автоматического изменения поляризующего напряжения; измерительную цепь для измерения тока компенсационным методом; регистрирующие устройства для записи и наблюдения полярограмм, устройства для автоматической компенсации начального тока и падения напряжения на сопротивлении раствора.

Особенно высокой чувствительностью обладают полярографы, в которых поляризующее постоянное напряжение модулируется переменным напряжением синусоидальной или трапецеидальной формы. Порог чувствительности таких полярографов достигает $10^{-7} \div 10^{-9}$ моль/л. Градуировка полярографов осуществляется по стандартным растворам.

§ 25.3. Ионизационные методы

Эти методы основаны на ионизации анализируемого вещества и измерении ионного тока, пропорционального концентрации ионизируемого вещества. Ионизационные методы широко применяются в вакуумметрах, измеряющих абсолютную концентрацию газа безотносительно к его составу, т. е. степень разрежения, а также в масс-спектрометрах и в ионизационно-пламенных анализаторах.

В ионизационных вакуумметрах используются в основном три типа преобразователей, отличающихся по способу ионизации газа:

1) электроразрядные преобразователи с холодным катодом, в которых ионизация газов происходит под действием высокого напряжения;

2) преобразователи с термоэлектронной эмиссией, в которых ионизация осуществляется электронами горячего катода, ускоренными до энергии свыше 15 эв, достаточной для ионизации газа;

3) радиоактивные ионизационные преобразователи, основанные на использовании ионизационной способности радиоактивных α- и β-излучателей с большим периодом полураспада.

На рис. 25.5 показана схема вакуумметра с манометрической лампой с горячим катодом. При постоянных значениях анодного напряжения и тока накала величина ионного тока, измеряемого прибором *1*, пропорциональна концентрации газа в баллоне лампы. Диапазон измерения таких вакуумметров (ВИ-3) составляет $3 \cdot 10^{-5}$—0,15 Н/м^2. При давлении, большем 0,15 Н/м^2, может перегореть катод. Чувствительность преобразователя равна 75 мкА/Н/м^2. На 1—2 порядка больше чувствительность вакуумметров с магнито-электроразрядным преобразователем, в котором под действием магнитного поля увеличивается длина пробега электронов и соответственно ионный ток. С такими преобразователями можно измерять вакуум от $15 \cdot 10^{-4}$ до 150 Н/м^2.

Недостатком ионизационных вакуумметров является зависимость показаний от рода газа и влияния внешних магнитных полей. Погрешности достигают $\pm 30\%$.

Ионизационный радиоактивный вакуумметр состоит из ионизационной камеры и измерительной цепи, входной усилитель которой монтируется в одном корпусе с преобразователем, и обычно представляет собой электрометрический усилитель. В ионизационной камере расположены источник α-излучения и коллектор ионов. Камера при помощи патрубка соединяется с объектом, в котором производится измерение вакуума. Достоинством таких вакуумметров является практически линейная зависимость между ионным током и концентрацией газа в широком диапазоне от 0,1 до $25 \cdot 10^3$ Н/м² и хорошая воспроизводимость результатов измерения ($1 \div 2\%$).

Очень высокой чувствительностью обладает ионизационно-пламенный метод (рис. 25.6), основанный на ионизации молекул исследуемого вещества в водородном пламени. Чистый водород, сгорая в воз-

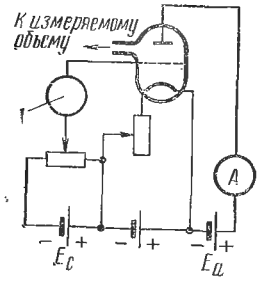


Рис. 25.5

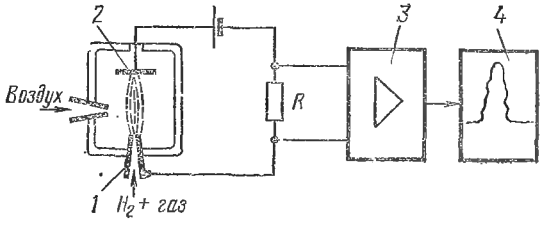


Рис. 25.6

духе, почти не образует ионов, поэтому водородное пламя имеет очень большое сопротивление ($10^{12} \div 10^{14}$ Ом). Если вместе с водородом в преобразователь поступает исследуемый горючий газ, то в результате горения и термической диссоциации происходит ионизация молекул органических соединений и сопротивление между электродами *1* и *2* преобразователя резко падает. Вследствие этого увеличиваются ток и падение напряжения на резисторе R, которое через усилитель *3* подается на регистрирующий прибор *4*. Метод позволяет обнаружить микроконцентрации органических соединений, поступающие в преобразователь со скоростью $10^{-12} \div 10^{-14}$ г/с.

Для анализа многокомпонентных смесей применяются масс-спектрометрические анализаторы, в которых также используется ионизационный метод. Принцип действия одного из типов масс-спектрометров иллюстрируется рис. 25.7. Анализируемый газ поступает в источник ионов *1*, укрепленный на конце вакуумной камеры *3*. Под действием электронов, испускаемых катодом *2*, молекулы газа ионизируются и при помощи фокусирующей системы *6*, к которой приложено ускоряющее напряжение U, направляются в однородное магнитное поле электромагнита *4*, вектор магнитной индукции B которого направлен перпендикулярно плоскости чертежа.

Ионы разных компонентов, обладающие одинаковым положительным зарядом e, но разной массой m_i, под действием магнитного поля

разделяются на отдельные пучки по значениям масс и описывают траектории с различными радиусами, определяемыми из уравнения:

$$r_i = \sqrt{2Um_i/e}\ /B.$$

Путем изменения магнитной индукции B или ускоряющего напряжения U отдельные пучки ионов с одинаковой массой, соответствующие измеряемым компонентам смеси, направляются к коллектору ионного тока *5*. Ионный ток, усиленный усилителем *7*, подается на самопишущий прибор *8*. По оси абсцисс получается шкала масс, а площадь отдельных сигналов характеризует содержание соответствующих компонентов. Твердые вещества при анализе предварительно испаряются в специальном тигле.

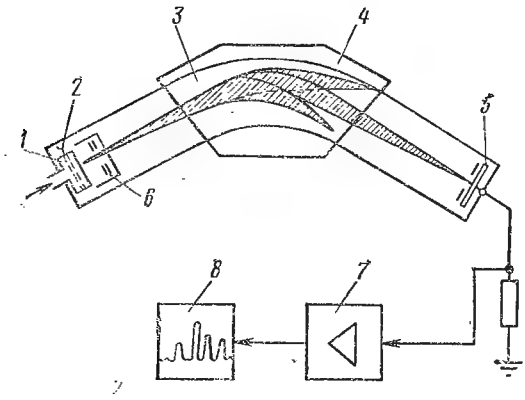


Рис. 25.7

Основными параметрами масс-спектрометров являются диапазон массовых чисел, который лежит в пределах от 1 до 600 м. е. (массовых единиц), и разрешающая способность, которая в масс-спектрометрических газоанализаторах общего назначения составляет 50÷100 градаций. Для анализа компонентов, очень мало различающихся по массе ($CO - N_2$; $D_2 - He^4$; $H_2 - D$), применяют масс-спектрометры с разрешающей способностью до 1000 градаций. Порог чувствительности масс-спектрометров лежит в пределах 0,1—0,0001% объемных. Необходимое минимальное содержание компонента при анализе твердого вещества равно 10^{-13}г (при 100% ионизации и использовании электронных умножителей для усиления ионного тока).

При анализе молекулярного состава погрешность масс-спектрометрических газоанализаторов составляет 2÷3%. Существуют радиочастотные масс-спектрометрические газоанализаторы для непрерывного автоматического анализа газов и регулирования технологических процессов.

§ 25.4. Спектрометрические методы

Спектрометрические методы основаны на избирательной способности различных веществ поглощать, излучать, отражать, рассеивать или преломлять различного рода излучения. Эта группа включает многочисленные методы, использующие широкий спектр длин волн от звукового диапазона (10^3 Гц) до рентгеновских и гамма-излучений (10^{18} Гц). В зависимости от диапазона длин волн спектрометрические методы подразделяются на:

1) **электроакустический метод**, основанный на зависимости скорости звука от состава и концентрации вещества в исследуемой среде; применяется для анализа бинарных смесей газов, например для определения концентрации кислорода в смеси с азотом, а также для измерения влажности;

2) **ультразвуковой метод**, основанный на различии в затухании или скорости распространения ультразвуковых колебаний в различных жидкостях и газах; применяется для анализа органических смесей и водородсодержащих газов, так как скорость распространения ультразвука в водороде в четыре раза больше, чем в воздухе.

Приборы, использующие первый и второй методы, состоят обычно из акустического или ультразвукового излучателя и приемника — преобразователя колебаний в электрические сигналы. Между излучателем и приемником размещается исследуемое вещество. При помощи этих методов можно производить анализ веществ в большом объеме, например измерение влажности в кипах хлопка;

3) **радиоспектрометрические методы**, к которым относится метод ядерного магнитного резонанса (ЯМР), электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) и микроволновая спектроскопия; в последние годы получили широкое применение для исследования свойств ядер, молекул, кристаллов и для других физико-химических исследований. Для качественного и количественного анализа вещества эти методы пока еще широко не применяются, однако присущие им ценные метрологические свойства указывают на перспективность их применения.

В § 7.4 рассмотрено явление ЯМР и его применение для измерения магнитной индукции. Применяя аналогичную аппаратуру, можно путем измерения амплитуды сигналов ЯМР в исследуемом веществе, помещаемом в преобразователь, производить измерение влажности в диапазоне от 5 до 80% в твердых веществах с погрешностью 0,2÷0,5%, а также измерять концентрации легкой (H_2O) и тяжелой (D_2O) воды с относительной погрешностью 2÷3% при абсолютном содержании одного из компонентов от 0,01% и выше. Другим аналитическим применением метода ЯМР является анализ многокомпонентных смесей. Поскольку магнитное поле в месте расположения ядра складывается из внешнего магнитного поля и магнитного поля, создаваемого электронными оболочками атомов и молекул, имеется сдвиг между резонансными частотами одних и тех же ядер, но входящих в состав различных атомов и молекул, что приводит к расщеплению сигнала (рис. 25.8). На рис. 25.8, *а* показан резонансный сигнал водорода (протонов) в этиловом спирте, а на рис. 25.8, *б* — разонансный сигнал ядер фосфора-31 в смеси фосфатов.

Измеряя интенсивность отдельных составляющих сигнала от сложной смеси, можно определить концентрацию компонентов, содержащих ядра одного вида. Так как обычно относительный сдвиг по частоте между отдельными линиями резонансного сигнала имеет порядок $10^{-5}\div10^{-7}$, то для таких измерений необходимо использовать аппаратуру ЯМР с высокой разрешающей способностью ($10^6\div10^8$), что в основном определяется однородностью постоянного магнитного поля.

Рассмотренным методом можно производить измерения состава ряда неорганических и органических жидких веществ, содержащих водород, фтор и фосфор с погрешностью $\pm 1\%$.

Спектрометры ЯМР, предназначенные для исследования широких спектральных линий различных атомных ядер и спектров высокого разрешения ядер водорода и фтора, позволяют производить измерения в диапазоне температур от —150 до +200° С.

Метод ЭПР является одним из наиболее чувствительных методов для анализа малых количеств парамагнитных веществ. Этот метод применим для анализа веществ, молекулы которых имеют неспаренные электроны, вследствие чего электронная оболочка обладает магнитным моментом. К таким веществам относятся переходные элементы, свободные органические радикалы, облученные кристаллы и др. Метод ЭПР

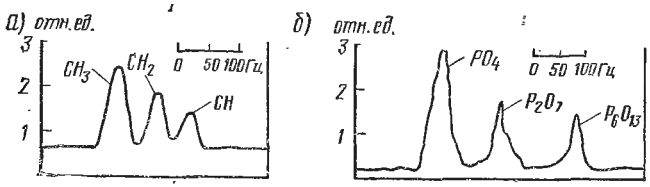


Рис. 25.8

весьма сходен с методом ЯМР, но поскольку магнитный момент электрона примерно в 1000 раз больше магнитных моментов ядер, а спин электрона равен 1/2, то электронный резонанс обычно наблюдается в диапазоне сантиметровых и миллиметровых длин волн. Так как энергия, поглощаемая электронами, на несколько порядков больше энергии, поглощаемой ядрами при ЯМР, то для получения сигналов ЭПР достаточно весьма малого количества исследуемого вещества — порядка 10^{-12} г.

Анализатор типа ЭПА-2, предназначенный для анализа свободных радикалов, парамагнитных ионов и радиационных дефектов в твердых и жидких средах, при комнатной температуре и температуре жидкого гелия имеет порог чувствительности 10^{-11} моль/л. Для непрерывного автоматического измерения концентрации парамагнитного вещества в жидких средах разработан анализатор типа ЭПА-3 с порогом чувствительности $5 \cdot 10^{-10}$ моль/л. Его основная приведенная погрешность составляет $\pm 5\%$.

Метод микроволновой спектроскопии наиболее пригоден для анализа газов и основан на взаимодействии электрического дипольного момента молекул с электрическим полем, создаваемым генератором СВЧ, в результате чего происходит поглощение энергии генератора, что обнаруживается детектором. Поглощение имеет резонансный характер, поэтому по резонансной частоте можно производить качественный анализ, а по амплитуде сигнала поглощения — количественный анализ. Наиболее перспективным интервалом длин волн является диапазон от 1 до 3 мм, в котором наблюдается разонансное поглощание большинства веществ;

4) **электрооптические методы**, основанные на избирательном поглощении, излучении или рассеянии компонентами анализируемого вещества светового излучения в видимом, инфракрасном и ультрафиолетовом диапазонах длин волн:

Наиболее широкое применение получили:

а) метод инфракрасной спектроскопии (оптико-акустический метод), основанный на избирательном поглощении различными газами модулированной низкой частотой инфракрасной радиации и преобразовании возникающих акустических колебаний при помощи микрофона в электрические сигналы. Высокая чувствительность и избирательность метода достигаются тем, что приемник радиации, прошедшей через анализируемую газовую смесь, заполнен именно тем газом, концентрация которого в смеси измеряется. Этот метод широко применяется для анализа большинства двухатомных газов и паров (кроме H_2, O_2, N_2 и Cl_2), которые имеют характерные полосы поглощения в инфракрасной области спектра ($\lambda = 0{,}74$ мкм $\div$ 12 мкм). Для анализа O_2, N_2, Cl_2 и паров ртути используется избирательное поглощение этими веществами радиации в ультрафиолетовой области спектра;

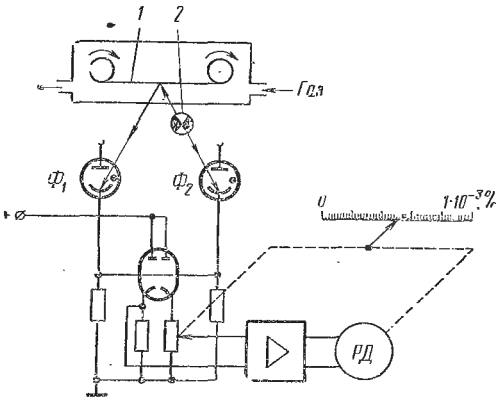


Рис. 25.9

б) фотоколориметрический метод, при котором концентрация определяется по интенсивности окраски анализируемого вещества или индикатора, измеряемой при помощи фотоэлементов или фоторезисторов; широко применяется для измерения жидких и газообразных веществ в окрашенных средах.

На рис 25.9 показана схема фотоколориметрического газоанализатора, основанного на измерении интенсивности окраски индикаторной ленты *1*, зависящей от концентрации измеряемого компонента газа. В приборе использован метод сравнения светового потока лампы *2*, отраженного от индикаторной ленты, с прямым световым потоком от той же лампы при помощи фотоэлементов $Ф_1$ и $Ф_2$ и автоматическое уравновешивание.

Такие газоанализаторы применяются главным образом для измерения микроконцентраций широкого класса газов (Cl_2, SO_2, H_2S, HN_3, NO, NO_2 и др.), так как они обладают высокой чувствительностью, обусловленной возможностью накопления окрашенных продуктов в течение некоторого времени (цикла измерения). Выбирая различные индикаторные вещества, реагирующие на определенный компонент газовой смеси, можно получить высокую избирательность.

Порог чувствительности газоанализатора 10^{-5}% объемных; основная погрешность $\pm 10\%$. Продолжительность одного анализа составляет 2,5; 5 и10 мин;

5) **радиоактивные методы**, основанные на различии в интенсивности поглощения или отражения рентгеновского и радиоактивного излучения компонентами анализируемого вещества. Радиоактивные методы применяются для анализа бинарных жидкостей, для определения концентрации тяжелых элементов в растворах, а также для измерения влажности грунтов, торфа и строительных материалов. Для измерения влажности чаще всего применяют метод ослабления β- и γ-излучений и нейтронный метод, основанный на способности ядер водорода замедлять быстрые нейтроны, превращая их в тепловые. В диапазоне 0—40% влажности погрешность этих методов составляет $\pm 2\%$.

§ 25.5. Тепловые, магнитные и емкостные методы

Тепловые методы анализа основаны на измерении тепловых свойств вещества или на определении температурных изменений при различных физико-химических превращениях вещества. Наиболее широкое применение получил тепловой метод газового анализа, основанный на зависимости теплопроводности газовой смеси от состава и концентрации ее компонентов. Он используется для измерения концентрации H_2, He, CO_2, SO_2, Cl_2, которые значительно отличаются по теплопроводности от других газов, а также для измерения вакуума. Метод применим для измерения одного компонента при неизменном составе остальных компонентов.

В качестве преобразователей газоанализаторов обычно применяют нагреваемые электрическим током платиновые терморезисторы (см. § 11.3). Изменение концентрации измеряемого компонента газовой смеси приводит к изменению теплоотдачи и температуры терморезистора, т. е. к изменению его электрического сопротивления.

На рис. 25.10 приведена схема такого газоанализатора с использованием автоматической мостовой цепи. Два терморезистора R_1 и R_3 помещены в камеры, через которые проходит испытуемая газовая смесь. В два других плеча моста включены такие же терморезисторы R_2 и R_4, но запаянные в герметизированные камеры и заполненные газовой смесью с известной концентрацией измеряемого компонента, соответствующего началу шкалы прибора, что позволяет уменьшить температурную погрешность прибора.

Газоанализаторы по теплопроводности допускают измерения в широком диапазоне изменения концентрации любого газа, теплопроводность которого отличается от теплопроводности неизмеряемых компонентов. Основная погрешность таких газоанализаторов составляет $\pm(1 \div 5)\%$; инерционность $1 \div 5$ мин. Их недостатком является слабая избирательность.

Чувствительность приборов, основанных на теплопроводности, может быть повышена при использовании в качестве термочувствительных преобразователей полупроводниковых терморезисторов (тер-

мисторов). Они, например, находят применение в теплоэлектрических вакуумметрах.

Для анализа горючих газов (CH_4, CO, этилена, паров бензина и др.) используется термохимический метод, основанный на измерении теплоты реакций окисления (горения). В качестве катализатора, на котором происходит реакция окисления, может использоваться сам платиновый термопреобразователь, нагреваемый током до температуры 400÷500° С.

В других типах газоанализаторов реакция окисления происходит на особом катализаторе, а термопреобразователь используется только для измерения теплового эффекта от окисления измеряемого газа.

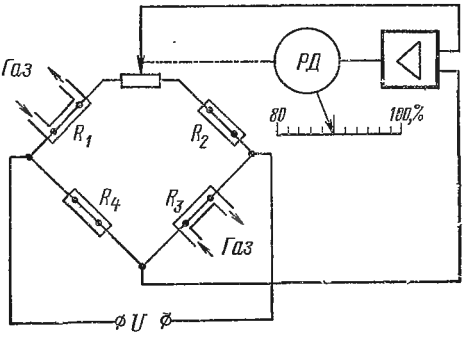


Рис. 25.10

К тепловым методам анализа относятся также методы, основанные на измерении температуры, при которой в измеряемой среде происходят фазовые превращения. Например, метод измерения влажности газов по «точке росы», заключающийся в определении температуры выпадения росы, и психрометрический, основанный на измерении разности температур двух терморезисторов: сухого, находящегося в испытуемой среде, и увлажненного (мокрого), который смачивается водой и находится в термодинамическом равновесии с испытуемой средой. Чем меньше влажность этой среды, тем сильнее испаряется влага с поверхности мокрого терморезистора и тем ниже его температура, так как на испарение расходуется тепло.

Выпускаемые промышленностью автоматические психрометры типа ПЭ позволяют измерять относительную влажность от 20 до 100% при температуре окружающей среды 0÷50° С. Основная погрешность прибора 3%; постоянная времени 1÷3 мин.

Методы анализа по магнитной и диэлектрической проницаемости применяются для определения концентрации компонентов, отличающихся от других компонентов по этим параметрам. Магнитные газоанализаторы используются для анализа кислорода и азота, которые по сравнению с другими газами имеют бо́льшую магнитную восприимчивость.

Емкостные концентратомеры (диэлькометры) и влагомеры в качестве преобразователя используют конденсатор, между обкладками которого помещается анализируемое вещество. Диэлькометры применяются для измерения концентрации полярных жидкостей ($\varepsilon = 3 \div 81$) в неполярных и наоборот. Емкостные влагомеры широко используются для измерения влажности различных твердых веществ и газов.

§ 25.6. Хроматографический метод

Для анализа сложных смесей все более широкое применение находит хроматографический метод анализа, основанный на предварительном разделении смеси на составные компоненты с использованием явления сорбции. Определенное количество исследуемой смеси перемещается инертным газом-носителем в виде газа или пара через длинную трубку (хроматографическую колонку) *1*, заполненную неподвижным сорбирующим веществом (рис. 25.11). Вследствие селективного замедления, осуществляемого неподвижным сорбентом, малопоглощаемые компоненты (*B*, *D*) уходят вперед, а хорошо растворимые (*C*, *A*) отстают. В результате происходит химическое разделение смеси на составные компоненты, которые движутся через колонку отдельными зонами и по очереди выносятся газом-носителем к преобразователю *2*,

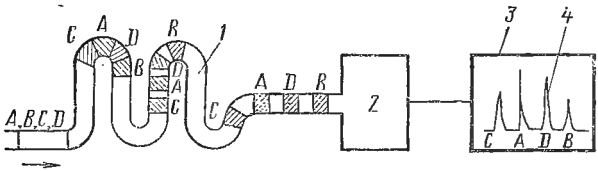


Рис. 25.11

в качестве которого применяются термоэлектрические, ионизационные, радиоактивные и другие типы преобразователей. Сигналы с выхода преобразователя обычно записываются регистрирующим прибором *3*. Кривая (хроматограмма) *4* состоит из отдельных пиков, каждый из которых соответствует определенному компоненту. Компоненты различаются по времени выхода из колонки, а их объемная концентрация определяется как отношение площади соответствующих пиков к площади всей хроматограммы.

Существует ряд разновидностей хроматографического метода анализа:

а) газоадсорбционный метод применяется для анализа смесей, содержащих низкокипящие газы (H_2, CO, CH_4); в качестве сорбента используется твердая пористая шихта (огнеупорный кирпич).

б) газожидкостной метод применяется для анализа сложных смесей, содержащих компоненты с близкими температурами кипения, в качестве сорбента используются нелетучие жидкости, нанесенные на твердые пористые вещества;

в) хроматермографический метод осуществляется при разных температурах колонки, что увеличивает избирательность и чувствительность;

г) капиллярный метод основан на разделении смеси в длинном (20÷300) м капилляре, внутренние стенки которого смочены малолетучей жидкостью; позволяет производить быстрый анализ при малых концентрациях газа.

В современных хроматографах для определения площади хроматограмм применяют аналого-цифровые преобразователи, обеспечивающие получение результатов измерения в цифровой форме.

ЧАСТЬ ШЕСТАЯ

ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Глава XXVI

ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

§ 26.1. Основные определения

Современная наука и техника предъявляет все более сложные требования к средствам измерений. Среди этих требований наиболее важными являются повышение точности, быстродействия, автоматизации процесса измерения, а также представления результатов измерения в форме, удобной для обработки, в том числе с помощью вычислительных устройств.

Решение указанных задач в значительной степени связано с развитием цифровых измерительных приборов и преобразователей. Цифровые измерительные приборы автоматически осуществляют преобразование непрерывной измеряемой величины или ее аналога (т. е. физической величины, пропорциональной измеряемой) в дискретную форму и выдают результат измерения в виде числа, появляющегося на отсчетном устройстве или фиксируемого цифропечатающим устройством (см. § 4.8).

Для ввода результатов измерения в цифровые вычислительные машины, а также в сложных информационно-измерительных системах применяются цифровые преобразователи, т. е. приборы без отсчетного устройства*.

Достоинством ЦИП является возможность получения малых погрешностей измерения (0,01÷0,001%), поскольку большинство ЦИП основано на методе сравнения, а наличие цифрового отсчетного устройства исключает погрешность отсчитывания. Кроме того, ЦИП характеризуются большой помехоустойчивостью и большим быстродействием при использовании безынерционных элементов.

Преобразование непрерывной величины в дискретную осуществляется преобразователями аналог-код. Кроме того, в ЦИП применяются преобразователи одной дискретной величины в другую — преобразо-

---

* Рассматриваемые ниже характеристики, а также принципы устройства в одинаковой мере относятся и к приборам и к преобразователям; ради сокращения в дальнейшем будет применяться обобщенное наименование ЦИП.

ватели код-код — и преобразователи кодов в аналоговые величины — преобразователи код-аналог.

Непрерывная величина X при преобразовании ее в цифровую форму выражается дискретным значением X_i, не изменяющимся в некотором диапазоне X от X_i до X_{i+1} (рис. 26.1).

Переход от непрерывной шкалы значений измеряемой величины к дискретной сетке возможных значений кода называется квантованием по значению (уровню). Разность $\Delta X = X_{i+1} - X_i$ называется шагом квантования по значению. Шаг квантования определяет число ступеней квантования, или разрешающую способность прибора:

$$N = X_н/\Delta X,$$

где $X_н$ — верхний предел измерения прибора.

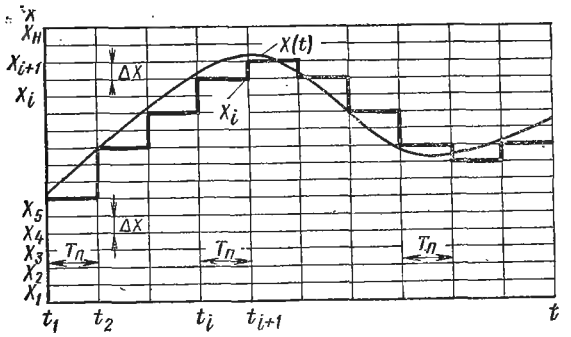


Рис. 26.1

Замена текущего значения непрерывной величины одним из соседних дискретных значений обусловливает появление погрешности, называемой погрешностью квантования, или погрешностью от дискретности по значению. Если округление производится с избытком или с недостатком независимо от того, к какому уровню измеряемая величина ближе, погрешность квантования находится в пределах $\pm\Delta X$. При округлении до ближайшего дискретного уровня погрешность снижается до $\pm\Delta X/2$. Если при этом распределение вероятностей измеряемой величины не имеет резких неравномерностей, погрешность квантования появляется как случайная погрешность с равномерным симметричным распределением, и ее среднее квадратическое значение (см. § 13.3)

$$\sigma = \Delta X/2\sqrt{3}$$

Другой характерной погрешностью ЦИП является погрешность от дискретизации во времени, обусловленная прерывистым характером преобразования и цифровой регистрации. Выдаваемые прибором значения измеряемой величины получаются в дискретные моменты времени $t_1, t_2, \ldots, t_i, \ldots$, вследствие чего не учитываются возможные изменения измеряемой величины за время преобразования $T_п = t_{i+1} - t_i$. Если скорость изменения измеряемой величины равна dX/dt, то погрешность дискретизации во времени, являющаяся динамической погрешностью, равна

$$\Delta X_t = (dX/dt)\,T_п.$$

Эту погрешность можно снизить, используя линейную или иную интерполяцию между соседними цифровыми отсчетами.

Кроме рассмотренных погрешностей, характерных для ЦИП, им свойственны инструментальные погрешности, обусловленные отклонением параметров элементов от номинальных значений, их нестабильностью, ограниченной чувствительностью, а также погрешностями от влияющих величин.

Цифровые приборы в зависимости от того, какая измеряемая или пропорциональная ей величина непосредственно кодируется, можно разделить на ЦИП пространственного (геометрического) кодирования, ЦИП время- и частотно-импульсного кодирования, ЦИП с кодированием обобщенных сил (напряжений, токов, механических сил) и ЦИП с кодированием обобщенных сопротивлений.

В зависимости от метода кодирования различают ЦИП, работающие по методу совпадения, и ЦИП дискретного уравновешивания. При использовании метода совпадения значение измеряемой величины определяется по совпавшему с ним значению известной величины, заранее набранному по заданному коду, т. е. имеет место непосредственное сравнение с дискретной мерой. В ЦИП дискретного уравновешивания дискретная известная величина формируется в процессе измерения до тех пор, пока она не станет равной измеряемой величине.

В ЦИП пространственного, время- и частотно-импульсного кодирования используется преимущественно метод совпадения; ЦИП же с кодированием обобщенных сил и сопротивлений почти всегда выполняются как приборы дискретного уравновешивания.

По характеру работы ЦИП можно разделить на циклические и следящие. В первых после каждого периода преобразования происходит сброс показаний с отсчетного устройства и начинается новый цикл измерений. Следящие приборы реагируют лишь на изменение значения измеряемой величины, которая все время подключена ко входу прибора, и при каждом новом измерении используется результат предыдущего.

Быстродействие циклических ЦИП удобно характеризовать частотой преобразований, или числом измерений в секунду, $F_п = 1/T_п$; быстродействие следящих ЦИП правильнее оценивать допустимой скоростью изменения измеряемой величины, или максимальной частотой синусоидально изменяющейся величины, которую ЦИП воспроизводит с заданной динамической погрешностью.

ЦИП дискретного уравновешивания часто делят на электромеханические и электронные. Первые характеризуются малым быстродействием ($1 \div 5$ измерений в секунду), так как в них применяются реле, шаговые искатели и другие электромеханические элементы. В электронных же ЦИП применяются малоинерционные элементы (лампы, транзисторы и др.), поэтому они обладают большим быстродействием до $10^5 \div 10^6$ измерений в секунду.

§ 26.2. Системы счисления

В современных ЦИП применяются, как правило, позиционные системы счисления, в которых число N может быть выражено в форме:

$$N = \sum_{i=0}^{i=n-1} a_i h^i,$$

где h — основание системы счисления; a_i — числовые значения цифровых знаков, используемых в данной системе счисления; число этих знаков равно основанию системы; n — число разрядов.

В десятичной системе счисления $h = 10$. Например, трехразрядное число 735 может быть представлено в виде $N = 735 = 7 \cdot 10^2 + 3 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0$.

Основанием двоичной системы является число «2», а коэффициенты a_i могут иметь только два значения «0» или «1». Например, числа 9 и 15 в двоичной системе запишутся соответственно 1001 и 1111. Действительно, число $9 = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 8 + 0 + 0 + 1$, т. е. в разрядах восьмерок и единиц коэффициенты a_i имеют значение «1», а в разрядах четверок и двоек коэффициенты равны «0». Аналогично число $15 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 8 + 4 + 2 + 1$.

Для перевода числа, записанного в десятичной системе, в двоичную необходимо выполнить следующие операции. Число делится на два, записывается целая часть частного и наличие или отсутствие остатка. Остаток может быть равен только «1», а его отсутствие отмечается цифрой «0». Эта операция производится последовательно со всеми целыми частными. Например:

603 : 2 = 301, остаток 1;
301 : 2 = 150, остаток 1;
150 : 2 = 75, остаток 0;
75 : 2 = 37, остаток 1;
37 : 2 = 18, остаток 1;
18 : 2 = 9, остаток 0;
9 : 2 = 4, остаток 1;
4 : 2 = 2, остаток 0;
2 : 2 = 1, остаток 0;
1 : 2, остаток 1.

Запись числа в двоичной системе производится так: справа налево записывают остатки в порядке их получения. Таким образом, число 603 запишется как 1001011011, что легко проверить: $1 \cdot 2^9 + 0 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 603$.

В цифровой технике применяется преимущественно двоичная система, так как для ее осуществления требуются простые двухпозиционные элементы, характеризующиеся двумя устойчивыми состояниями, например, реле, триггеры, магнитные элементы и т. п. Одно из состояний этих элементов принимают за «1», а второе — за «0». Для осуществления десятичной системы требуются элементы с десятью устойчивыми состояниями, обычно менее надежные.

Для выражения любого n-разрядного двоичного числа достаточно иметь n двоичных элементов. При использовании десятичной системы количество двухпозиционных элементов в каждом разряде должно быть равно 10, а общее количество для n разрядов — соответственно $10\,n$. Так, число 999 требует для своего представления в десятичном коде 30 двухпозиционных элементов, а в двоичном (1111100111) всего 10.

Стремление использовать достоинства двоичной системы и необходимость получения в цифровых приборах отсчета в общепринятой

десятичной системе привели к созданию так называемой двоично-десятичной системы. В этой системе цифры от «0» до «9» представляются в двоичной, а разряды — в десятичной системе. Например, число $N = 603$ в двоично-десятичной системе будет 0110 0000 0011. В этом случае в каждом разряде необходимо иметь четыре двоичных элемента. При n разрядах десятичного числа общее количество двоичных элементов будет равно $4n$, что несколько больше, чем в двоичном счислении; но при этом упрощается преобразователь код-код (дешифратор), так как от двоично-десятичной системы проще перейти к десятичной.

Кроме рассмотренной двоично-десятичной системы, в каждом десятичном разряде которой цифры «1» слева направо соответствуют десятичным цифрам 8—4—2—1, т. е. имеют весовые коэффициенты k_i, равные 8, 4 2, 1, применяются и другие двоично-десятичные системы с такими кодами, как 5—2—1—1, 4—2—2—1, 2—4—2—1 и др. Весовые коэффициенты при этом должны удовлетворять условию: их линейная комбинация

$$N = a_1 k_1 + a_2 k_2 + a_3 k_3 + a_4 k_4$$

должна допускать получение любого числа N от нуля до девяти, если a_1, a_2, a_3 и a_4 принимает значения «0» или «1». Всем этим кодам присущ общий недостаток — они неоднозначны. Например, число «7» в коде 4—2—2—1 можно представить в виде 1101 или 1011. Неоднозначность кода можно исключить, усложнив дешифратор [73].

§ 26.3. Дешифраторы

Для получения индикации измеряемой величины в десятичном коде необходимо иметь устройство, обеспечивающее преобразование кодов. Такие устройства носят название дешифраторов. На рис. 26.2 приведена принципиальная схема контактного дешифратора для преобразования двоично-десятичного кода 2—4—2′—1 в десятичный от «0» до «9». Реле $P_1 \div P_4$ представляют собой входной код дешифратора и связывают выход цифрового преобразователя с дешифратором. В зависимости от состояния реле (контакты вверх соответствуют «1», контакты вниз — «0») загорается соответствующая лампа, которая обеспечивает визуальную индикацию десятичной цифры.

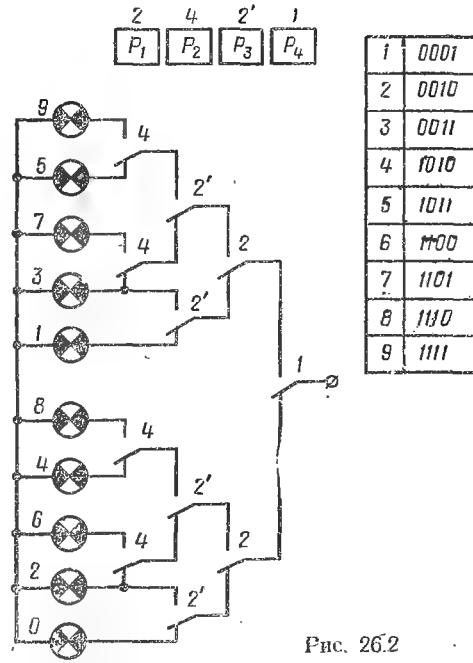


Рис. 26.2

На рис. 26.2. справа в таблице указаны числа от 0» до «9» в двоично-десятичном коде 2—4—2′—1.

В приведенной на рис. 26.3 схеме матричного дешифратора используются триггеры $Тр_1 \div Тр_4$, представляющие собой соответственно код 2—4—2′—1. Эти триггеры соединены с матрицей таким образом, что если триггер находится в положении «0», то все диоды, связанные с его «нулевым» выходом, заперты, так как на их аноды подан отрицательный потенциал. Если же триггеры находятся в положении «1», то заперты все диоды, связанные со вторым его выходом. Цифровые

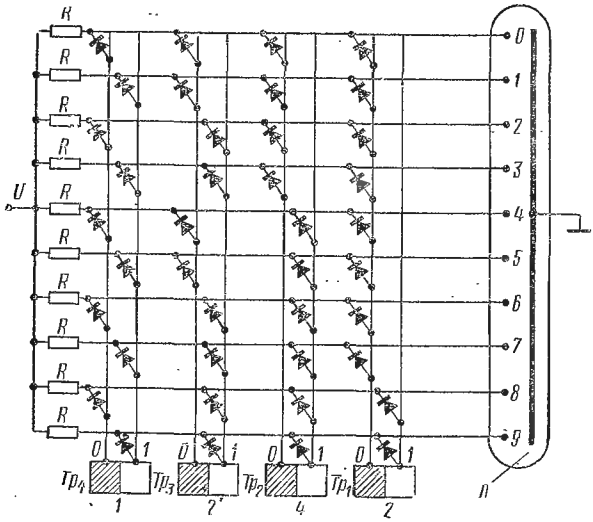


Рис. 26.3

электроды индикаторной неоновой лампы *Л*, выполненные в виде десятичных цифр, получают питание от источника через добавочные резисторы *R*. При этом может светиться только тот электрод, который включен в шину со всеми запертыми диодами. В цепи же остальных электродов при этом открыт по крайней мере один диод, и ток, проходя через резисторы *R* и малые сопротивления открытых диодов, создает такое падение напряжения на *R*, что эти электроды светиться не могут.

§ 26.4. ЦИП пространственного кодирования

Пространственное кодирование применяется для преобразования линейных или угловых перемещений или любой другой физической величины, предварительно преобразованной в угловое или линейное перемещение, в цифровой код. В основе пространственного кодирования лежит использование кодирующих масок, т. е. таких устройств, как, например, пластина, на поверхности которой имеются определенным образом расположенные разнородные участки.

На рис. 26.4 показаны кодирующие маски для преобразования линейного (*а*) и углового (*б*) перемещений в двоичный пятиразрядный код. Для получения многоразрядности двоичного числа маски разбиты на зоны: параллельные вертикальные полосы в маске — для линейного перемещения — и концентрические кольца — для углового. Заштрихованные участки служат для представления цифры «1», незаштрихованные — «0». Справа от кодирующей маски на рис. 26.4, *а* в таблице указаны числа в двоичной и десятичной системах, соответствующие различным положениям по горизонталям (пунктирные линии) при вер-

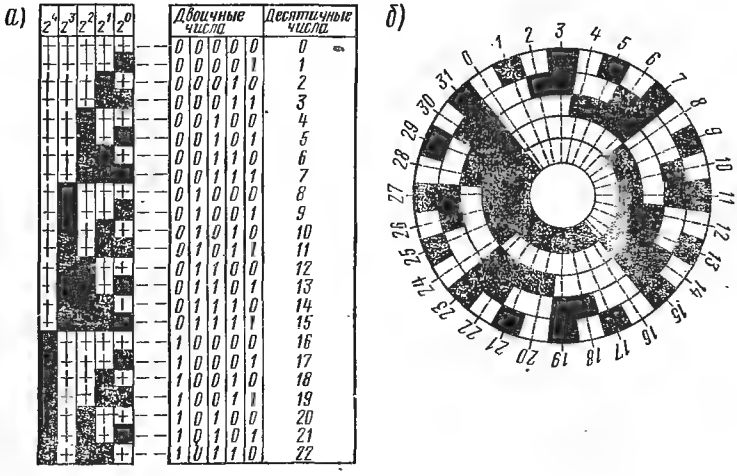


Рис. 26.4

тикальном перемещении пластины относительно считывающего устройства. На рис. 26.4, *б* отмечены лишь десятичные числа, соответствующие угловому перемещению маски.

Считывание показаний с маски может производиться как контактным, так и бесконтактным способами. В первом случае заштрихованные участки маски представляют собой проводящие ток поверхности, а незаштрихованные — непроводящие. Для каждой зоны предусматривается один контакт (щетка), который, попадая на непроводящую часть маски, размыкает цепь тока данного выходного канала, а попадая на проводящий участок, замыкает ее, вызывая срабатывание соответствующих исполнительных элементов — лампочек накаливания, реле и т. п. Бесконтактный способ может быть основан на разных принципах, в том числе на фотоэлектрическом, индукционном.

На рис. 26.5 показана схема устройства фотоэлектрического преобразователя угол-код, маска которого выполнена на диске с прозрачными и непрозрачными участками. По одну сторону диска *1* располагаются осветитель *2* и фокусирующая линза *3*, дающие узкий пучок света, а по другую сторону — фотопреобразователи *4* (фоторезисторы, фотодиоды, фототриоды) по числу разрядных колец на диске, замыка-

ющие цепь тока при попадании света на соответствующий фотопреобразователь и дающие сигналы в отсчетное устройство *5*.

Считывание информации с маски с обычным двоичным кодом может происходить с большими погрешностями. Это объясняется тем, что (см. рис. 26.4) два участка, представляющие собой два соседних числа, могут различаться по всем своим состояниям, например участки 15 и 16. Для первого двоичный эквивалент составляет 01111, а для второго — 10000. Так как переход с участка на участок не может произойти одновременно во всех зонах, то в момент перехода возможны ошибочные считывания 00000 или 11111, что соответствует числам 0 или 31 в десятичном коде. Для устранения таких промахов прибегают или к помощи специальных кодов (например, код Грея), в которых ошибка считывания не может превосходить единицы младшего разряда, или к усложнению считывающих устройств [73].

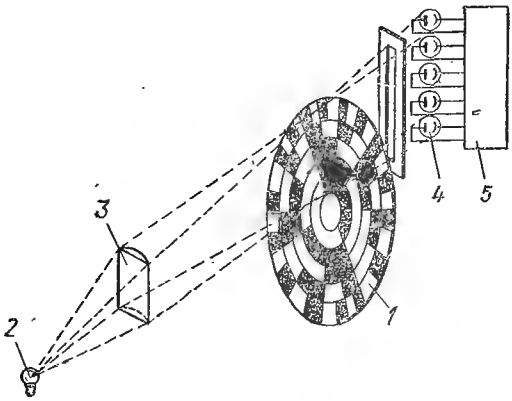


Рис. 26.5

Увеличение количества разрядов уменьшает погрешность квантования по значению. Например, в преобразователе угол-код с 15 двоичными разрядами погрешность квантования составляет 0,003%, а в преобразователе с 19 разрядами она снижается до 0,0002%.

§ 26.5. ЦИП время- и частотно-импульсного кодирования

Эти приборы применяются для измерения интервала времени, периода, разности фаз, частоты и любой другой величины, которая может быть преобразована в указанные величины с помощью дополнительных преобразователей.

На рис. 26.6, *а* показана упрощенная структурная схема ЦИП для измерения интервалов времени. Синусоидальное напряжение частотой f_0 от генератора образцовой частоты *ГОЧ* при помощи формирователя *Ф*, состоящего из усилителя *Ус*, ограничителя *Ог*, дифференцирующей цепи *ДЦ* и диода, преобразуется в короткие импульсы, следующие с частотой f_0. Двухстабильный триггер *Тр*, на который через усилители $Ус_А$ и $Ус_Б$ поступают импульсы начала (*А*) и конца (*Б*) измеряемого интервала времени $t_{АБ}$, управляет ключом *К*, который открывается на время $t_{АБ}$. При этом в электронный счетчик импульсов *ЭСИ* от *ГОЧ* пройдут импульсы, число которых *N*, определяемое по отсчетному устройству *ОУ*, пропорционально $t_{АБ}$:

$$N = f_0 t_{АБ}.$$

Сброс показаний и подготовка прибора к следующему циклу измерения осуществляются блоком управления *БУ*.

Погрешность измерения $t_{АБ}$ зависит от погрешности и стабильности f_0, погрешности от задержки срабатывания ключа и погрешности квантования, которая составляет ± 1 импульс вследствие того, что импуль-

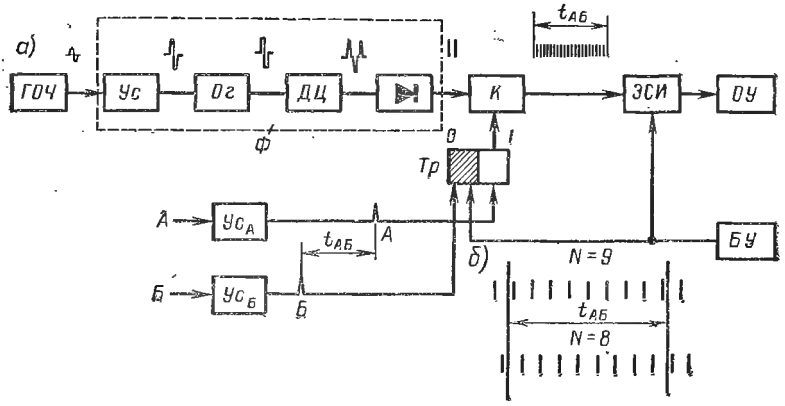


Рис. 26.6

сы и начала и конца измеряемого интервала времени расположены произвольно по отношению к импульсам *ГОЧ*. В результате за интервал времени $t_{АБ}$ в *ОУ* может пройти N или $N+1$ импульсов (рис. 26.6, *б*).

На рис. 26.7 приведена структурная схема прибора для измерения периода. Она подобна схеме, показанной на рис. 26.6, и отличается от нее наличием лишь одного входа; на этот вход подается напряжение U_X, период которого измеряется. Это напряжение усиливается в *Ус*, затем с помощью формирователя $Ф_1$ формируются импульсы только одной полярности, которые через ключ K_1 поступают на триггер *Тр*. Этот триггер первым приходящим импульсом ставится в положение «1» и замыкает ключ K_2, а вторым импульсом переводится в положение «0» и размыкает ключ K_2. Таким образом ключ K_2 оказывается замкнутым в течение одного периода T_x, а от *ГОЧ* на *ЭСИ* поступает $N = f_0 T_x$ импульсов, указываемых на *ОУ*. Измеряемый период $T_x = N/f_0$ определяется с относительной погрешностью квантования $\pm 1/f_0$. Сброс показаний и подготовка цепи к следующему измерению осуществляются блоком управления *БУ*. В некоторых случаях для увеличения точ-

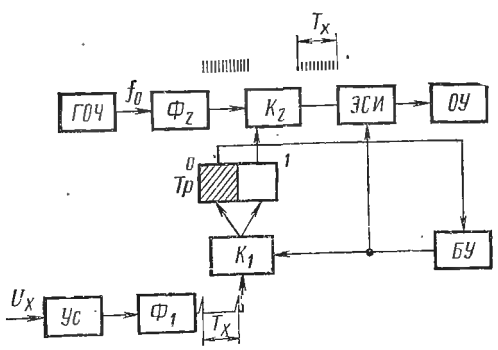


Рис. 26.7

ности измерения применяют делители частоты на 10 или 100, вводимые в канал измеряемого периода, что обеспечивает возможность измерения 10 или 100 периодов.

На рис. 26.8 показана схема цифрового герцметра, принцип действия которого основан на счете числа импульсов, пропорциональных измеряемой частоте f_X за известный интервал времени T_N (например, 1 с). Этот интервал времени получается путем деления частоты f_0 *ГОЧ* с помощью делителя частоты *ДЧ*, имеющего коэффициент деления n, т. е. $T_N = n/f_0$. Напряжение U_X частотой f_X при помощи формирующего устройства *Ф* преобразуется в короткие импульсы, каждый из которых соответствует одному периоду измеряемой частоты f_X. Эти импульсы поступают в счетное устройство (*ЭСИ* и *ОУ*) через ключ K_2, который открывается при помощи ключа K_1 и триггера *Тр* на заданный промежуток времени T_N. Поэтому показание N равно усредненному значению измеряемой частоты за время T_N:

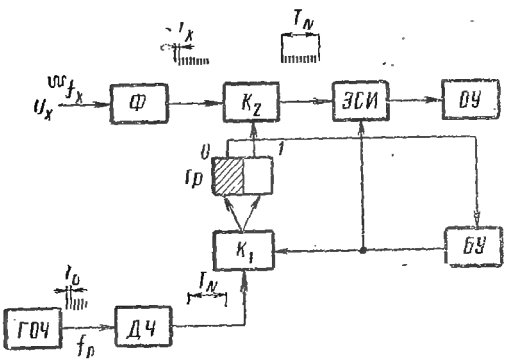


Рис. 26.8

$$N = nf_X/f_0 \quad \text{или} \quad f_X = N/T_N,$$

где T_N — выбирается равным 0,01; 0,1; 1 или 10 с. Тогда *ОУ* будет показывать значение, равное измеряемой частоте f_X при соответствующем переносе запятой в *ОУ*.

Погрешность герцметра зависит от погрешности и стабильности f_0 и погрешности квантования. Современные цифровые герцметры обеспечивают измерение частоты в диапазоне от 10 Гц до 200 МГц с относительной погрешностью

$$\gamma_f = 2 \cdot 10^{-7} \pm (\Delta f/f_X),$$

где Δf — погрешность квантования, равная 1 Гц при $T_N = 1$ с и 0,1 Гц при $T_N = 10$ с.

На рис. 26.9 показан внешний вид герцметра типа Ф576.

При измерении низких частот с помощью цифровых герцметров могут получаться значительные погрешности. Например, при $f_X = 50$ Гц и $T_N = 1$ с погрешность квантования может составлять 2%. Поэтому низкие частоты обычно определяют путем измерения периода $T_X = 1/f_X$. Так, для $f_X = 50$ Гц значение $T_X = 20\,000$ мкс. Поэтому при заполнении такого интервала импульсами от *ГОЧ* с $f_0 = 1$ МГц, т. е. $T_0 = 1$ мкс, их число будет равно 20 000 и погрешность квантования $\gamma_{кв} = \frac{1}{20\,000}$, или 0,005%.

Угол сдвига между двумя напряжениями одинаковой частоты определяется как отношение интервала времени t_φ между переходами через нуль кривых этих напряжений к их периоду T_X. При подаче на вход *А* (см. рис. 26.6) одного из напряжений, а на вход *Б* — второго измеряется t_φ, так как $N_\varphi = t_\varphi f_0$.

Измерив затем период T_X, как показано на схеме рис. 26.7, определяют его из соотношения $N_T = T_X f_0$. Тогда угол сдвига

$$\varphi_X = (N_\varphi / N_T)\, 360°.$$

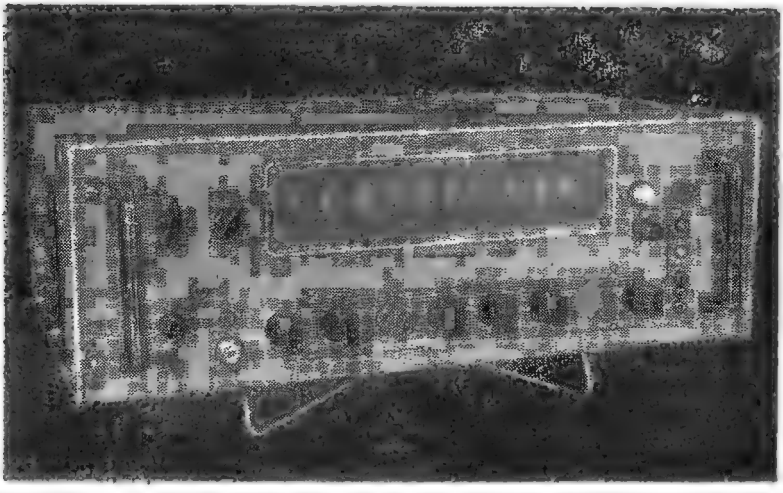


Рис 26 9

Существуют цифровые фазометры, в которых путем усложнения цепи прибора угол сдвига непосредственно определяется по отсчетному устройству. Кроме рассмотренного фазометра для измерения мгновенного значения угла сдвига существуют цифровые фазометры для измерения среднего значения угла сдвига, определяемого за несколько периодов исследуемых напряжений в течение некоторого постоянного времени измерения [74].

При использовании рассматриваемых ЦИП для измерения иных физических величин необходимо предварительное преобразование их в линейно связанные с ними частоту, период или интервал времени. Если измеряемая величина X преобразуется в частоту ($X \to f_X$), то прибор для ее измерения представляет собой сочетание этого преобразователя с цифровым герцметром (см. рис. 26.8). Если же измеряемая величина преобразуется в интервал времени ($X \to t_X$), то прибор для ее измерения содержит данный преобразователь и измеритель интервалов времени (см. рис. 26.6).

В качестве примера рассмотрим структурную схему цифрового электронного вольтметра постоянного тока с время-импульсным преобра-

зованием, приведенную на рис. 26.10, *а*. Основными элементами, осуществляющими преобразование измеряемого напряжения U_X в интервал времени t_X, являются генератор линейно изменяющегося напряжения *ГЛИН* и сравнивающее устройство *СУ*. Блок управления *БУ* в момент времени t_1 (рис. 26.10, *б*) осуществляет сброс электронного счетчика импульсов *ЭСИ* на нуль, запуск *ГЛИН* и включение триггера *Тр* в положение «1», замыкающего ключ *К*. При этом импульсы, сформированные из напряжения генератора *ГОЧ* при помощи формирователя *Ф*, поступают на *ЭСИ*. Линейно изменяющееся напряжение

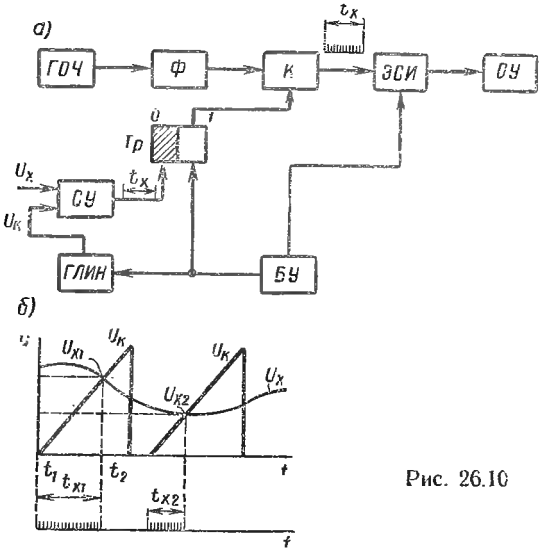


Рис. 26.10

U_K подается на вход *СУ* и в момент t_2, когда оно равно U_X, на выходе *СУ* появляется импульс, возвращающий триггер *Тр* в положение «0» и выключающий ключ *К*. При условии, что U_K линейно изменяется во времени, $t_X = t_2 - t_1$ будет пропорционально измеряемому напряжению $t_X = kU_K = kU_X$. Число импульсов *ГОЧ* $N = f_0 t_X = kf_0 U_X$, сосчитанное в *ЭСИ* и показываемое отсчетным устройством *ОУ*, при этом прямо пропорционально U_X. Погрешность измерения U_X от нестабильности и нелинейности напряжения *ГЛИН* составляет 0,05÷÷0,1%. Относительная погрешность квантования равна $\pm 1/N$. Применяя *ГОЧ* с частотой $f_0 = 10^7$ Гц, можно получить быстродействие порядка нескольких тысяч измерений в секунду. Основная погрешность таких ЦИП составляет (0,05÷0,2)%. *ГЛИН* обычно изготовляются на напряжения до 10 В, поэтому для измерения больших напряжений на входе таких вольтметров имеется делитель напряжения, позволяющий расширить пределы измерения до 100 и 1000 В.

При измерении малых напряжений и наличии помех возникают большие погрешности из-за разброса показаний ЦИП, поскольку сравнивающее устройство реагирует на мгновенные значения напряжения.

Использование фильтров на входе ЦИП нежелательно, так как это вызывает сильное уменьшение быстродействия прибора. Высокой помехоустойчивостью, точностью и быстродействием характеризуются интегрирующие ЦИП, показания которых пропорциональны интегралу измеряемой величины за определенное время. Если время интегрирования равно или кратно периоду основной, обычно сетевой помехи, то составляющая интеграла, вызванная этой помехой и ее гармониками, обращается в нуль. Влияние помех других частот также ослабляется в результате интегрирования.

Интегрирующие цифровые вольтметры выполняются с преобразованием измеряемого напряжения в частоту или интервал времени. Частотный интегрирующий вольтметр состоит из преобразователя напряжения в частоту и преобразователя частоты в цифровой код (цифрового герцметра).

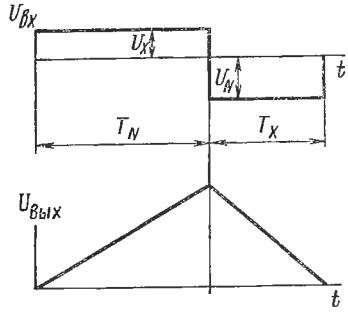


Рис. 26.11

Эффект интегрирования достигается тем, что показания цифрового герцметра равны интегралу входной частоты за время счета Кроме того, преобразование напряжения в частоту в таких вольтметрах обычно производится с помощью аналоговых интеграторов, что также увеличивает их помехозащищенность.

Интегрирующий вольтметр время-импульсного кодирования состоит из аналогового интегрирующего преобразователя напряжения в интервал времени и ЦИП интервалов времени. В этом вольтметре, называемом иногда «вольтметром с двойным интегрированием», сначала на вход интегратора подается измеряемое напряжение U_X и производится его интегрирование за определенное известное время T_N, кратное или равное периоду помехи. Затем U_X отключается, на вход интегратора от источника опорного напряжения подается известное напряжение U_N противоположного знака и измеряется время T_X, необходимое для возврата интегратора в исходное состояние, при котором напряжение на его выходе равно нулю (рис. 26.11).

Интегратор обычно представляет собой операционный усилитель с RC-цепью обратной связи. Из равенства интегралов:

$$\frac{1}{RC}\int_0^{T_N} U_X\,dt = \frac{1}{RC}\int_{T_N}^{(T_N+T_X)} U_N\,dt$$

получаем

$$U_X T_N = U_N T_X, \quad \text{или} \quad T_X = U_X T_N / U_N.$$

Так как T_N и T_X определяются числами импульсов ($N_N = T_N f_0$ и $N_X = T_X f_0$), поступающими от генератора $ГОЧ$ с частотой f_0, то ре-

зультат измерения $N_X = U_X N_N / U_N$ представляет собой результат сравнения U_X с U_N, выраженный отношением T_X/T_N или N_X/N_N и не зависит от f_0. Интегрирование U_X и U_N производится одним и тем же интегратором, поэтому на результат измерения также не влияют его систематические погрешности. Основная погрешность таких вольтметров составляет 0,01% и менее.

Для измерений переменных напряжений на входе цифрового вольтметра постоянного тока устанавливается преобразователь переменного напряжения в постоянное — обычно выпрямительный, что приводит к дополнительному увеличению погрешности измерения и резкому увеличению времени измерения. Последнее объясняется необходимостью сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения с помощью фильтров. Показание таких вольтметров пропорционально среднему значению переменного напряжения, а в большинстве случаев необходимо измерять действующее значение. Разработаны цифровые вольтметры переменного тока с использованием преобразователей действующего значения (терморезисторов, термоэлектрических преобразователей и др.), а также ЦИП, основанные на методе дискретного уравновешивания по действующему значению [75].

Возможно также использование цифровых вольтметров время-импульсного преобразования для измерения сопротивлений. Для этого необходимо введение дополнительного преобразователя сопротивления в напряжение. Такое преобразование простейшим путем достигается в схеме стабилизатора тока. Измеряемый резистор R_X включается в качестве нагрузки стабилизатора, и падение напряжения на этом резисторе при постоянном значении тока будет прямо пропорционально измеряемому сопротивлению.

§ 26.6. ЦИП дискретного уравновешивания

В приборах дискретного уравновешивания осуществляется сравнение измеряемой величины с набором известных дискретных значений, соответствующих выбранному цифровому коду.

Характерным прибором дискретного уравновешивания является многодекадный компенсатор напряжения с ручным уравновешиванием, в котором компенсирующее напряжение образуется как сумма дискретных падений напряжений на резисторах компенсационной цепи (см. § 14.5). В таких компенсаторах обычно используется десятичный код с числом разрядов, равным числу декад.

Особенность рассматриваемых здесь ЦИП дискретного уравновешивания заключается в том, что процесс уравновешивания в них автоматизирован, чем обусловливается необходимость введения ряда дополнительных функциональных устройств, автоматически выполняющих те же операции, которые выполняет человек при работе на компенсаторе напряжения с ручным уравновешиванием. Применительно к цифровому вольтметру эти операции включают: установку и контроль рабочего тока в компенсационной цепи; выбор полярности включения измеряемой величины; выбор предела измерения; набор необходимого

сочетания дискретных значений известной величины для уравновешивания измеряемой величины; индикацию или запись показаний прибора в цифровой форме.

На рис. 26.12 показана упрощенная схема цифрового вольтметра постоянного тока дискретного уравновешивания. Компенсационная цепь прибора, которая является преобразователем код-напряжение, состоит из трех декад резисторов R_i (R_{20}, R_{40}, R_{20}, R_{10}; R_2, R_4, R_2, R_1; R_{02}, R_{04}, R_{02}, R_{01}), сумма падений напряжений на которых образует компенсирующее напряжение $U_к$. Сопротивления резисторов выбраны так, что падения напряжений на них образуют ряд известных дискретных значений: 20, 40, 20, 10; 2, 4, 2, 1; 0,2; 0,4; 0,2; 0,1 В. Следовательно, в рассматриваемом цифровом вольтметре, предел измерения которого равен 99,9 В, использованы три декады двоично-десятичного кода 2—4—2—1, а шаг квантования по уровню равен $\Delta U = 0{,}1$ В.

Компенсационная цепь выполнена по схеме замещения и содержит кроме трех основных декад еще три замещающие декады резисторов R_i' (R_{20}', R_{40}', R_{20}', R_{10}'; R_2', R_4', R_2', R_1'; R_{02}', R_{04}', R_{02}', R_{01}'), сопротивления которых равны соответствующим сопротивлениям резисторов R_i основных декад. При замыкании накоротко любого из резисторов R_i ключом K_i одновременно при помощи ключа K_i' в цепь включается соответствующий замещающий резистор R_i', что обеспечивает неизменность сопротивления компенсационной цепи для любой комбинации $\sum_{i=0}^{i=12} R_i$. Компенсационная цепь питается от стабильного источника опорного напряжения *ИОН*.

Измеряемое напряжение U_X и компенсирующее напряжение $U_к$ подаются встречно на сравнивающее устройство *СУ*, которое обычно представляет собой усилитель постоянного тока с большим входным сопротивлением и автоматической коррекцией дрейфа нуля.

Для автоматизации работы прибора в нем имеются также генератор тактовых импульсов *ГТИ*, распределительное устройство *РУ*, коммутирующее устройство *КУ* и блок управления *БУ*. В начале измерения импульсом от *БУ* цепь прибора приводится в исходное состояние и запускается *ГТИ*. *ГТИ* через *РУ* подает на *КУ* ряд тактовых импульсов, при помощи которых производится поочередное включение резисторов R_i (обычно уравновешивание начинается включением первого резистора R_{20} декады старшего разряда). Если при этом окажется, что $U_X \geqslant U_к$, то этот резистор остается включенным и фиксируется соответствующим положением ключа в *КУ*. Вторым тактовым импульсом включается резистор R_{40}, в результате чего $U_к$ увеличивается на 40 *В* и т. д. Если при включении очередного резистора $U_к$ станет больше U_X, то из *СУ* на *КУ* поступит импульс, который приведет к выключению только данного резистора. Затем включается очередная ступень и т. д. После полного цикла опроса в компенсационной цепи остаются включенными только те резисторы, сумма дискретных падений напряжений на которых $U_к = U_X$.

На рис. 26.13, *а* приведен график, иллюстрирующий процесс дискретного уравновешивания значения $U_X = 73{,}5$ В, а на рис. 26.13, *б*

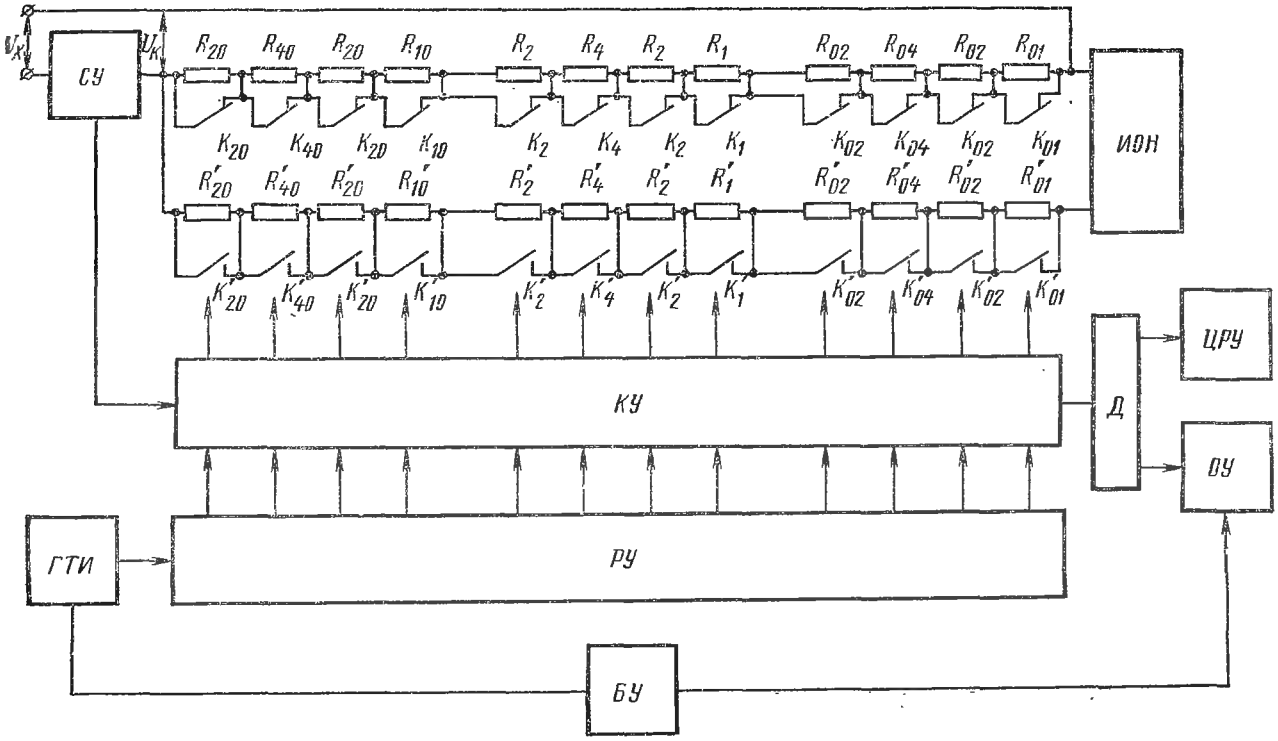

U_x
СУ
U_K
R_{20} R_{40} R_{20} R_{10} R_2 R_4 R_2 R_1 R_{02} R_{04} R_{02} R_{01}
K_{20} K_{40} K_{20} K_{10} K_2 K_4 K_2 K_1 K_{02} K_{04} K_{02} K_{01}
R'_{20} R'_{40} R'_{20} R'_{10} R'_2 R'_4 R'_2 R'_1 R'_{02} R'_{04} R'_{02} R'_{01}
K'_{20} K'_{40} K'_{20} K'_{10} K'_2 K'_4 K'_2 K'_1 K'_{02} K'_{04} K'_{02} K'_{01}
ИОН
КУ
Д
ЦРУ
ОУ
ГТИ
РУ
БУ

Рис. 26.12

показано кодовое состояние элементов *КУ*. Положения ключей *КУ* образуют трехразрядный двоично-десятичный код, соответствующий напряжению $U_к = U_X$, который преобразуется дешифратором *Д* (см. рис. 26.12) в десятичный код и воспроизводится на цифровых индикаторах отсчетного устройства *ОУ* или записывается в цифровой форме при помощи цифропечатающего регистрирующего устройства *ЦРУ*.

После некоторой выдержки времени (времени индикации), необходимой для считывания показаний, импульсом от *БУ* все элементы приводятся в исходное состояние и начинается второй цикл измерения и т. д.

Рассмотренный способ уравновешивания является циклическим в отличие от следящего уравновешивания, когда на *ОУ* изменяются только последние цифры в соответствии с изменением измеряемой величины.

ЦИП дискретного уравновешивания применяются для измерения напряжений, сопротивлений, емкости, индуктивности и любых других физических величин, которые могут быть преобразованы в указанные. В зависимости от назначения они различаются по схемам преобразователя код-аналог, а также по методу управления и применяемым элементам для автоматизации работы прибора [76—78].

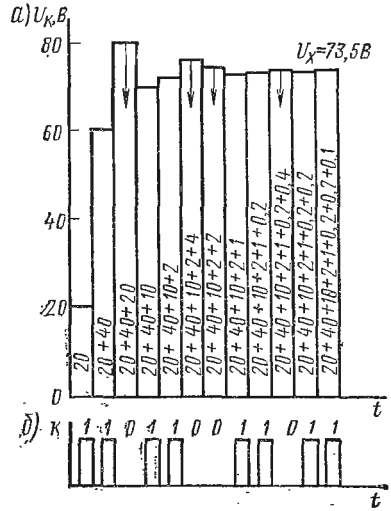


Рис. 26.13

В ЦИП дискретного уравновешивания для измерения *R*, *C*, *L* и tgδ преобразователь код-аналог обычно выполняется в виде моста, в одно из плеч которого включается измеряемая величина (*R*, *L* или *C*). Процесс дискретного уравновешивания осуществляется аналогично описанному ранее для цифрового вольтметра.

Погрешности цифровых приборов дискретного уравновешивания определяются точностью и стабильностью элементов преобразователя код-аналог и *ИОН*, переходными сопротивлениями коммутирующих элементов (ключей), чувствительностью и дрейфом нуля *СУ*, а также погрешностью квантования.

В настоящее время известны цифровые вольтметры дискретного уравновешивания, обеспечивающие измерения напряжений постоянного тока от 1 до 1000 В с основной погрешностью 0,001%. Дальнейшее развитие ЦИП идет по пути расширения пределов измерения, увеличения быстродействия, чувствительности, точности и надежности, а также по пути создания комбинированных ЦИП, предназначенных для измерения напряжения постоянного и переменного тока, сопротивления, частоты, тока и др.

Таблица 26.1

Тип ЦИП	Пределы измерения	Основная погрешность	Отсчетное устройство	Время измерения, с	Входные параметры
Герцметр-периодомер Ф576	10 Гц÷20 МГц; период в диапазоне частот 10 Гц÷÷100 кГц	$5\cdot10^{-6}\pm\frac{1}{f_X T_N}$; $(10^{-3}\div10^{-4})\pm\frac{1}{T_X f_0}$	8 декад	10^{-3}; 10^{-2}; 10^{-1}; 1; 10	$U_{вх}=0{,}1\div100$ В; $R_{вх}=50$ кОм; $C_{вх}=50$ пФ
Герцметр-периодомер Ч3-24	10 Гц÷50 МГц; период в диапазоне частот 0÷1 МГц	$5\cdot10^{-8}\pm\frac{1}{f_X T_N}$; $3\,(10^{-7}\div10^{-4})\pm\frac{1}{T_X f_0}$	8 декад	10^{-3}; 10^{-2}; 10^{-1}; 1; 10	$U_{вх}=0{,}1\div100$ В; $R_{вх}=10$ кОм; $C_{вх}=50$ пФ
Фазометр Ф2-4	0÷360° при f=20 Гц÷10 МГц	±0,7°	5 декад	—	$R_{вх}=100$ кОм
Мост постоянного тока Р380	10÷99,999 Ом; 100 Ом÷999,99 кОм; 1÷9,9999 МОм	0,1%; 0,05%; 0,2 %	5 декад	1	—
Мост переменного тока Р589	C_X=0,02 пФ÷10 мкФ, $\mathrm{tg}\delta=3\cdot10^{-3}\div0{,}1$	0,1%; 2 %	C_X : 5 декад; $\mathrm{tg}\,\delta$: 3 декады	0,03÷2	—
Мост переменного тока Р591	L_X=1 мкГ÷10 Г, Q_X=1,1÷1000	0,2%; 2 %	L_X : 4 декады; Q_X : 3 декады	0,03÷2	—
Вольтметр постоянного тока Щ1512	1; 10; 100; 1000 В	$\left(0{,}008+0{,}002\,\frac{U_{пр}}{U_X}\right)\%$	5 декад	0,15	$R_{вх}=1\div10$ МОм
Вольтметр постоянного тока щитовой Ф200/1,2,3	10; 100; 1000 В	0,5 %	3 декады	0,3	$R_{вх}=100$ кОм

В наиболее совершенных ЦИП имеются устройства для автоматического выбора полярности, пределов измерения и коррекции погрешностей по методу стандартных сигналов (см. § 13.2) и кибернетические устройства для статистической обработки результатов измерения (см. § 13.3).

Применение элементов микроэлектроники позволяет уменьшить массу и габариты ЦИП и повысить их надежность.

Для производственных измерений разработаны щитовые малогабаритные ЦИП, погрешности которых составляют 0,2÷1%, а время измерения — десятые доли секунды.

В табл. 26.1 приведены параметры некоторых ЦИП, выпускаемых в СССР.

Глава XXVII

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

§ 27.1. Общие сведения

Задачи, выполняемые информационно-измерительными системами. Рассмотренные приборы предназначаются для измерения одновременно только одной величины и лишь отдельные виды регистрирующих приборов позволяют фиксировать функциональные зависимости от времени нескольких величин. Кроме того, большинство из этих приборов не может быть удалено от места измерения на сколько-нибудь значительное расстояние.

Между тем уже при современном состоянии науки и техники управление различного рода технологическими процессами и энергетическими устройствами, оценка технического состояния разнообразных механизмов и эксплуатируемых объектов и проведение сложных научных исследований предъявляют такие требования к измерительной технике, которые не могут быть реализованы рационально с помощью вышеуказанных приборов. Требуются измерения большого числа величин, различных как по физической природе, так и по диапазонам их значений, в большом числе точек (сотни и тысячи) и за очень ограниченное время. Результаты измерений при этом должны быть сосредоточены в одном центре, причем объекты измерения могут быть удалены на значительное расстояние от этого центра (например, космические корабли). Естественно, что возможности человека при использовании обычных измерительных приборов оказываются недостаточными даже для простого наблюдения за их показаниями. Вопрос значительно усложняется, если по результатам измерения отдельных величин нельзя сразу сделать требуемых выводов и заключений, а для этого необходима сложная, иногда и срочная обработка получаемой измерительной информации. В то же время не вся поступающая измерительная информация является одинаково важной. Например, в ряде случаев не требуется знать значения всех параметров, характеризующих исследуемый процесс, а достаточно иметь информацию только о тех из них, которые вышли за определенные пределы. Объем информации, поступающей в этих случаях к оператору, может быть резко сокращен.

Для решения указанных задач применяются измерительные устройства, получившие название информационно-измерительных систем (ИИС). В этих системах функции отдельных измерительных приборов выполняются единым централизованным автоматическим устройством, связанным с первичными измерительными преобразователями, воспринимающими измерительную информацию о множестве величин или в большом числе точек, и осуществляющим измерение этих величин и обработку полученных результатов измерения по определенной программе с последующей выдачей комплексных данных, общих выводов или команд человеку или управляющей машине.

В соответствии с этим, в общем случае, ИИС включает следующие основные узлы:

1) комплект измерительных преобразователей, воспринимающих измеряемые величины и соединяющих ИИС с исследуемым объектом;

2) коммутирующие устройства, предназначенные для поочередного подключения преобразователей к системе или временного разделения каналов;

3) унифицирующие (или нормализующие) устройства, осуществляющие преобразование всех измеряемых величин в единую физическую величину, а также операции масштабирования (т. е. изменения по значению) и линеаризации входных величин;

4) измерительные устройства, выполняющие собственно измерительные операции (сравнение с мерой, квантование, кодирование);

5) устройства математической и логической обработки измерительной информации (например, при проведении косвенных или совокупных измерений);

6) устройства хранения информации, состоящие из запоминающих устройств и преобразователей информации в такой вид, который удобен для дальнейшей переработки (ввод в вычислительную машину и др.);

7) выходные или регистрирующие устройства, предназначенные для передачи информации человеку.

Кроме того, ИИС обычно включают логические устройства, которые позволяют, например, автоматически, в зависимости от характера измерительных процессов, выбирать шаг квантования по времени и уровню, опрашивать нужный канал и др.

Наряду с ИИС, предназначенными для выполнения сложных функций, имеются ИИС с ограниченными задачами.

Виды ИИС. По признаку выполняемых функций ИИС можно разделить на три группы.

1 группа — ИИС в собственном смысле, выполняющие прямые, косвенные и совокупные измерения; в последних двух случаях — на основе прямых измерений других величин и соответствующей математической обработки. Области применения этих систем — всевозможного рода комплексные исследования научного и производственного характера.

2 группа — ИИС, осуществляющие функции измерения и контроля либо технологического процесса, либо качества выпускаемой продукции. Системы, выполняющие только функции контроля, получили название систем автоматического контроля (САК) [79—81]. Следует однако различать системы, предназначенные для контроля технологических процессов, которые называют также машинами централизованного контроля, и системы, выполняющие контроль качества продукции и ее сортировку. Контролем называют процесс получения информации о состоянии контролируемого объекта путем сравнения значений параметров, характеризующих объект, с значениями этих параметров, принятых за нормальные (допустимые). Таким образом, результатом контроля является не численное значение контролируемого параметра, и этим контроль отличается от измерения, а лишь информация о том, находится ли это значение в норме или отклоняется от нее, о чем дается соответствующий сигнал. Это, естественно, относится к простейшему случаю контроля отдельных, независимых пара-

метров. В более сложных случаях, когда требуется иметь суждение о контролируемом процессе в целом, характеризуемом многими параметрами, часто функционально между собой связанными, САК должна либо сама выполнять автоматически обработку получаемой информации, либо выдавать эту информацию в соответствующей форме для ввода в вычислительные и управляющие машины. Хотя контроль по результатам выдаваемой информации отличается от измерения, как уже было указано, однако САК по устройству отдельных элементов и выполняемым ими функциям имеют много общего с ИИС. Кроме того, ряд САК помимо контроля, производят и измерения. Все это дает основание рассматривать САК как одну из разновидностей ИИС. Характеристики некоторых типов отечественных САК приведены в табл.27.1.

3 группа — ИИС, осуществляющие функции технической диагностики [82]. На основании получаемой множественной информации об исследуемом объекте ИИС этого вида решают задачу отыскания мест повреждений объекта и установления причин этих повреждений. Такие системы, осуществляющие сложную математическую и логическую обработку измерительной информации и работающие в сочетании со специальными вычислительными и управляющими машинами, выдают результат в виде определенных логических заключений или обобщенных данных, например в виде отпечатанной инструкции по устранению обнаруженной неисправности исследуемого объекта, команды оператору или управляющей машине.

Приведенная систематизация ИИС имеет целью в общем аспекте показать, какие задачи призваны решать эти измерительные устройства. Естественно, что она не может претендовать на строго обоснованную классификацию, тем более что некоторые функции, выполняемые отдельными ИИС, не являются присущими только одному какому-либо виду ИИС.

Заметим также, что любая из перечисленных систем может быть выполнена так, чтобы обслуживать объект, находящийся от нее и на значительном расстоянии. Эти расстояния в некоторых случаях относительно невелики (сотни метров), а в других случаях очень большие (например, передача измерительной информации с космических кораблей, направляемых к другим планетам). Такие системы называются телеизмерительными (телеметрическими) [83], а если передача информации осуществляется средствами радиотехники — радиотелеметрическими системами.

В телеизмерительных системах особое значение приобретает линия связи между передающим и приемным устройствами, а также вид носителя измерительной информации, при помощи которого информация передается по линии, так как они являются источником дополнительных погрешностей.

Телеизмерительные системы по виду несущего параметра делятся на:

1) системы интенсивности, в которых несущим параметром является сила тока или напряжение;

2) системы времени, в которых несущим параметром является длительность (ширина) импульсов; разновидностью их являются фазовые системы, в которых несущий параметр — фазовый сдвиг между сину-

Таблица 27.1

Название системы	Число контролируемых точек	Первичные преобразователи и их выходные сигналы	Скорость обегания или быстродействие, *точек/с*	Погрешность измерений, %	Основные элементы схем	Назначение
«Марс 200Р»	200	Термопары	3	1	Электромагнитные реле	Контроль технологических процессов
«ЭДРУ-3»	56	Термопары, термометры сопротивления, дифференциально-трансформаторные преобразователи, резисторы, э. д. с. постоянного тока	—	1	Электромагнитные реле и тиратроны с холодным катодом	Контроль и регулирование технологических процессов
«Зенит-3»	120	Термопары, термометры сопротивления, э. д. с. постоянного тока, резисторы	2	0,5	Тиратроны с холодным катодом	Контроль и регулирование технологических процессов
«ИВ-500»	480	Термопары, термометры сопротивления, дифференциально-трансформаторные преобразователи, резисторы, э. д. с. постоянного тока	8÷93	2,5	Полупроводниковые приборы	Контроль и автоматизация типовых технологических процессов

соидальными токами или сдвиг во времени между опорным и измерительным импульсами;

3) частотные, в которых несущим параметром является частота синусоидального тока или частота импульсов (частотоимпульсные);

4) кодоимпульсные, в которых измеряемая величина передается определенной последовательностью импульсов, называемой кодом.

Одним из отличительных признаков, характеризующих внутреннее строение ИИС, является однократное или многократное использование канала получения измерительной информации об исследуемом объекте (измерительный канал).

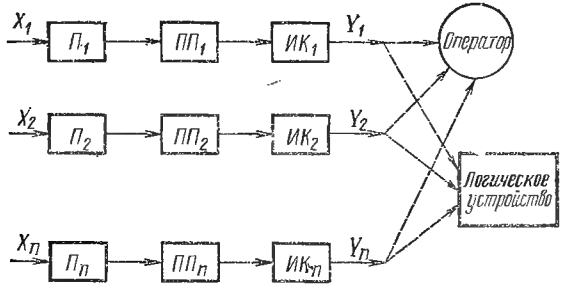


Рис. 27.1

Структурная схема ИИС с однократным использованием измерительных каналов приведена на рис. 27.1. Сигналы с выхода первичных преобразователей $П_n$, пропорциональные измеряемым величинам X_n, через промежуточные преобразователи $ПП_n$ поступают в соответствующие измерительные каналы $ИК_n$. В преобразователях $ПП_n$ происходит функциональное преобразование сигналов с целью, например, согласования величин по диапазону изменения, линеаризации характеристик первичных преобразователей и т. д. В этих системах для измерения каждой величины применяется индивидуальный измерительный канал, поэтому все величины измеряются одновременно и неисправность одного измерительного канала не нарушает общей работы системы; стоимость системы при этом повышается.

Оценка состояния исследуемого объекта производится по результатам измерения Y_n всех параметров оператором или логическим устройством.

Чаще применяются системы с многократным использованием как измерительных каналов в целом, так и линий связи. Например, на одной линии связи можно создать несколько каналов связи, под которыми понимается совокупность технических средств (генераторы, фильтры и др.), обеспечивающих независимую передачу информации. Такие системы называются многоканальными. Для того, чтобы создать несколько каналов на одной линии связи, на передающей стороне системы должно быть устройство уплотнения каналов, собирающее информацию со всех измерительных преобразователей, а на приемной

стороне — устройство разделения каналов (см. § 27.3). Для того чтобы разделить сигналы, передаваемые по разным каналам, они должны характеризоваться какими-то признаками, присущими данным сигналам.

§ 27.2. Основные узлы ИИС

Унифицирующие устройства (УУ). Современные ИИС, или машины централизованного контроля, обслуживают большое число преобразователей, различающихся как по принципам, так и по своим характеристикам.

В многоканальных ИИС необходимо унифицировать выходные сигналы преобразователей для того, чтобы можно было производить дальнейшую их обработку в общих узлах системы. Эту задачу выполняют унифицирующие, или нормализующие, устройства. Унифицированными сигналами, в частности, являются: напряжение постоянного тока 0÷10В; постоянный ток 0÷5 мА, 0÷20 мА, —5÷+5 мА(0÷100 мА); напряжение 0÷10 мВ, 0÷1 В, 0÷10 В, —0,25÷+0,25 В, 0÷0,5 В, 0÷2 В частоты 50 или 400 Гц (ГОСТ 9895—69). В задачу *УУ* входит установка нуля шкалы, масштабирование и линеаризация.

УУ могут быть индивидуальными и групповыми. В первом случае каждое *УУ* обслуживает только один измерительный преобразователь, во втором — последовательно во времени — группу преобразователей. При этом одновременно с коммутированием преобразователей должны изменяться характеристики *УУ*.

Коммутирующие устройства (КУ). *КУ* наиболее часто используются для временного разделения каналов. Основные характеристики их: коэффициент передачи; быстродействие или число переключений в секунду; число входных каналов, которое может обслужить коммутатор; максимальная частота коммутации каждого канала.

В зависимости от используемых ключей *КУ* могут быть контактными и бесконтактными. У первых подключение канала осуществляется замыканием механических контактов, у вторых — изменением проводимости каких-либо элементов: диодов, транзисторов, фоторезисторов и др.

Контактные ключи имеют прямое сопротивление $R_{пр}$, практически равное нулю, и обратное $R_{об}$ — бесконечности, что обеспечивает высокий коэффициент передачи. Быстродействие же их мало, поэтому они могут использоваться на частотах не выше нескольких сот герц. Бесконтактные ключи могут работать с частотой порядка десятков и сотен мегагерц, но у них $R_{пр} \neq 0$ и $R_{об} \neq \infty$, что в ряде случаев вызывает большие погрешности.

Каналы связи, линии связи. Передача информации к центру ее получения производится по линии связи, на которой может быть образовано то или иное число каналов, осуществляющих независимую передачу сообщений.

В качестве линий связи применяются как специальные линии, так и телефонные и телеграфные, а также линии электропередач. Во всех этих случаях необходимо иметь особые устройства, исключающие влияние на измерительный сигнал основного сигнала (телефон-

ного, телеграфного, тока высокого напряжения), передаваемого по линии.

Линии связи могут быть проводными — воздушными и кабельными, и беспроводными — радиолиниями. Поскольку в проводной линии с повышением частоты увеличиваются затухание и излучение ею энергии в окружающее пространство, применение таких линий на частотах свыше нескольких сотен килогерц нецелесообразно. Радиолинии применяются главным образом тогда, когда объект исследования или контроля труднодоступен или подвижен (самолеты, космические корабли и др.). Эти линии могут использоваться на частотах до сотен и даже тысяч мегагерц. Так, в США для радиотелеметрии выделены диапазоны частот 216—315; 1435—1535, 2200—2300 МГц, а передача информации со спутников серии «Космос» (СССР) осуществляется на частотах 20,005; 30,0075; 90,0225 МГц.

Линии связи всегда являются источником дополнительных погрешностей. При использовании проводных линий погрешность возникает, главным образом, вследствие изменения распределенных параметров линии под влиянием внешних условий — температуры, влажности, обледенения и др. Кроме того, в линиях связи как проводных, так и радиолиниях, возникают помехи, обусловленные электромагнитным излучением различных устройств и влиянием атмосферных электрических явлений. Большинство помех можно соответствующими мерами устранить или значительно снизить [84]. В сильной степени помехи зависят и от носителя информации. Наибольшие помехи возникают при передаче информации постоянным или синусоидальным током, модулированным по амплитуде.

Использование частотной модуляции повышает помехоустойчивость системы. Еще меньше влияние помех при кодоимпульсной модуляции, особенно если применяются специальные коды. Пропускная способность, т. е. количество информации, которое можно передать по линии связи в единицу времени, лежит в пределах от нескольких тысяч двоичных единиц в секунду у проводных линий до десятков и сотен тысяч двоичных единиц в секунду у радиолиний.

Запоминающие устройства (ЗУ). *ЗУ* используются для хранения информации в течение определенного, часто длительного, времени. Основными их характеристиками являются емкость, скорость записи и выборки информации. Эти характеристики зависят от типа *ЗУ* и его назначения. Например, *ЗУ*, применяемые в ЭЦВМ, могут хранить несколько сотен тысяч чисел.

ЗУ могут быть выполнены на линиях задержки, электроннолучевых трубках, на перфораторных картах и лентах, на магнитных сердечниках, магнитных носителях и т. п. [85].

В качестве иллюстрации рассмотрим коротко перфораторные *ЗУ*, представляющие собой ленты (перфоленты) или карты (перфокарты), информация на которые записывается в виде кодовых комбинаций отверстий. Обычно коду «1» соответствует отверстие, а коду «0» — его отсутствие. Коды чисел записываются в виде параллельных дорожек. Число дорожек зависит от ширины ленты и может достигать нескольких десятков.

На рис. 27.2 показана лента *1*, на которой четырьмя разрядами записан код числа «13». Выборка информации с ленты может производиться с помощью контактных щеток *2*, скользящих по поверхности ленты. Отверстию на ленте соответствует импульс в цепи щетки. Число отверстий, пробиваемых на ленте, не превышает десяти на 15 мм длины. Скорость считывания (выборки) информации с перфоленты может достигать нескольких сотен знаков в секунду.

Достоинством перфораторных *ЗУ* является то, что информация в них может храниться долго и многократно использоваться.

В последнее время все более широкое применение находят *ЗУ* с магнитными дисками, барабанами и, особенно, лентами. В последнем случае могут использоваться обычные магнитофоны. Информация на магнитную ленту может быть записана в виде гармонических колебаний, импульсов определенной частоты или в кодовом виде. Причем устройства магнитной записи позволяют записывать информацию с плотностью до 60÷80 дв. ед/мм. Объем записанной информации зависит от числа дорожек на ленте, ее длины и плотности записи и может достигать нескольких сотен миллионов двоичных единиц. Время выборки информации с магнитной ленты велико и доходит до нескольких минут.

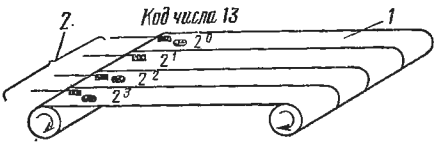


Рис. 27.2

Выходные устройства. Выходные устройства служат для фиксации результатов измерения и контроля, которые представляются обычно в двух видах:

1) в виде, предназначенном для кратковременного хранения и непосредственного воздействия на органы чувств человека. Это — звуковая или световая сигнализация при контроле и показания стрелочных или цифровых приборов при измерении. Устройства звуковой и световой сигнализации получили широкое распространение в САК благодаря простоте и надежности в работе. Они сигнализируют, как правило, о выходе контролируемого параметра за пределы допустимых значений и предупреждают об авариях;

2) в виде, предназначенном для длительного хранения и дальнейшего использования человеком — регистрирующие устройства (*РУ*) [86]. Современные *РУ* позволяют регистрировать информацию со скоростью от нескольких знаков до нескольких десятков тысяч знаков в секунду.

§ 27.3. Примеры выполнения ИИС

Одноканальные ИИС. К этим системам относятся, например, телеизмерительные системы, широко применяемые для диспетчерского управления энергосистемами. Они комплектуются из отдельных устройств, предназначенных для измерения различных величин на расстоянии.

В качестве примера рассмотрим частотное телеизмерительное устройство ТНЧ-2 «Электропульт» (рис. 27.3). В этом устройстве ис-

пользуется ламповый генератор *Г* типа *LC*, который для улучшения характеристики охвачен отрицательной обратной связью *ОС*. В цепи *ОС* частота напряжения генератора f преобразуется в постоянное напряжение U_2. Управление частотой генератора осуществляется с помощью дросселя насыщения L (элемент настройки), включенного в колебательный контур генератора.

Измеряемая величина X в преобразователе *П* преобразуется в пропорциональное ей напряжение постоянного тока U_1, которое сравнивается с напряжением U_2. Разность их ΔU создает в обмотке дросселя постоянный ток, подмагничивающий его сердечник, что вызывает изменение индуктивности дросселя, а следовательно, частоты напряжения генератора $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$.

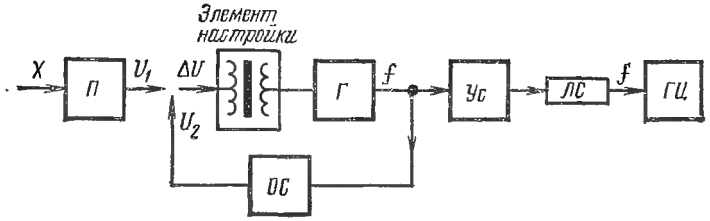


Рис. 27.3

Зависимость частоты напряжения генератора от X определяется выражением

$$f = f_{max} - kX,$$

где f_{max} — максимальная частота генератора, соответствующая $X = 0$; k — коэффициент пропорциональности.

Напряжение генератора усиливается усилителем *Ус* и поступает в линию связи *ЛС*. В качестве приемного устройства применяется герцметр *ГЦ*.

Устройство ТНЧ-2 предназначено для измерения активной и реактивной мощностей, переменного напряжения и тока, частоты, давления и уровней воды.

Рабочий диапазон частот генератора составляет 44—27 Гц, причем 44 Гц соответствуют нулевому значению измеряемой величины, а 27 Гц — ее максимальному значению. Основная погрешность ± 2,5%.

Многоканальные ИИС. На рис. 27.4 приведена структурная схема радиотелеизмерительной системы с амплитудной первичной модуляцией и частотным разделением каналов.

Первичными преобразователями измеряемых величин являются резистивные преобразователи R_n, включенные в плечи измерительных мостов, каждый из которых питается от генераторов $Г_n$ синусоидальных напряжений частоты f_n. Эти напряжения называются напряжениями поднесущих частот. Значения частот этих напряжений обычно лежат в диапазоне от 400 до 70 000 Гц.

При изменении сопротивлений преобразователей R_n под действием измеряемых величин (например, механических напряжений) изменя-

ются амплитуды напряжений поднесущих частот на измерительных диагоналях мостов. Эти модулированные по амплитуде напряжения усиливаются в усилителях $У_n$ и подаются на сумматор $СМ$. Одновременно на сумматор поступает сигнал частоты $f_к$ от генератора $Г_к$, модулированный в модуляторе $М_к$ напряжением образцового сигнала, которое создается в устройстве $Г_{кс}$. Сложный сигнал, полученный на выходе сумматора, поступает в радиопередатчик $РП$, где он модулирует (по амплитуде, частоте или фазе) напряжение радиочастоты (несущая частота), создаваемое в радиопередатчике.

В радиоприемнике $ПР$ принятый сигнал несущей частоты усиливается и демодулируется, в результате чего подавляется напряжение радиочастоты. С выхода приемника сложный сигнал, подобный сиг-

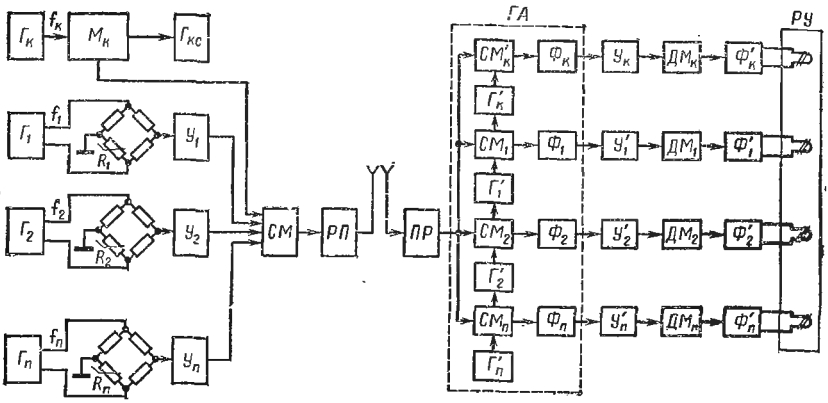


Рис. 27.4

налу на входе радиопередатчика, содержащий все поднесущие частоты, поступает в устройство $ГА$, которое служит для разделения напряжений поднесущих частот. В рассматриваемой схеме в качестве такого устройства используется частотный анализатор гармоник гетеродинного типа (см. § 18.10). Он состоит из одинаковых блоков, число которых равно числу поднесущих частот. Каждый блок содержит смеситель $СМ_n$, вспомогательный генератор (гетеродин) $Г_n'$ и фильтр $Ф_n$, настроенный на частоту, равную разности частот $(f_{Гi} - f_i)$ гетеродина $f_{Гi}$ и поднесущей f_i данного канала. Частоты колебаний гетеродинов $f_{Гi}$ подбираются так, чтобы эта разность для всех каналов была одинаковой; тогда все фильтры $Ф_n$ настраиваются на одну и ту же частоту.

Колебания разностной частоты после фильтров усиливаются в усилителях $У_n'$ и демодулируются в демодуляторах $ДМ_n$. В результате демодуляции и последующей фильтрации сигналы на выходе фильтров $Ф_n'$ оказываются пропорциональными значениям измеряемых величин. Эти сигналы поступают в регистрирующее устройство $РУ$.

Значения каждой измеряемой величины в отдельные моменты времени определяются по контрольному сигналу, который передается по каналу с индексом «К» и регистрируется одновременно с измеряемой величиной. При частотном разделении можно получить до 20 каналов связи на одной несущей частоте.

Структурная схема системы с временны́м разделением каналов показана на рис. 27.5, *а*. Сигналы с выхода первичных преобразователей $П_n$ поступают на модуляторы $М_n$, где они модулируются по амплитуде, частоте или фазе. Устройство $Г_{кс}$ вырабатывает контрольные сигналы, по которым определяется значение измеряемой величины. Модуляторы

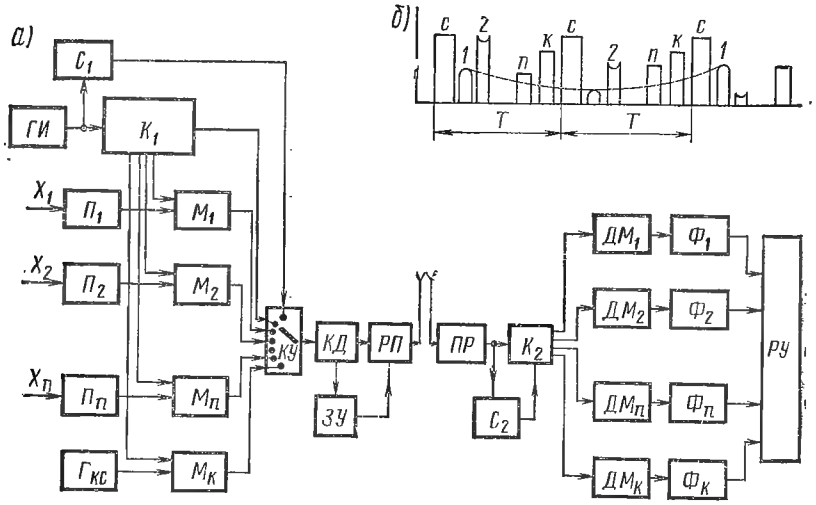


Рис. 27.5

запускаются импульсами, поступающими с коммутатора K_1 в определенные моменты времени для каждого канала. Генератор импульсов *ГИ* управляет K_1 и устройством синхронизации C_1, которое создает синхронизирующие импульсы, управляющие работой коммутатора K_2. Эти импульсы отличаются от измерительных по какому-либо признаку, например по амплитуде или длительности. Выходные сигналы модуляторов M_n, синхронизирующий и контрольный сигналы подаются поочередно коммутирующим устройством *КУ* в кодирующее устройство *КД*. Закодированные сигналы поступают в радиопередающее устройство *РП*, где осуществляется модуляция этими сигналами напряжения радиочастоты, образующей радиолинию связи.

Вид сигналов на выходе *КУ* при амплитудно-импульсной модуляции показан на рис. 27.5, *б*, где: *1*, *2*, ..., *n* — измерительные импульсы; *С* — синхронизирующий импульс, отличающийся по ширине; *К* — контрольный импульс.

На приемной стороне сигналы после демодуляции в радиоприемнике *ПР* поступают в коммутатор K_2 и устройство синхронизации C_2, в котором синхронизирующие импульсы отделяются от измерительных

и формируется напряжение для управления работой коммутатора K_2. Последний в определенные моменты времени подключает соответствующий измерительный канал. Например, при запуске модулятора M_1 включаются демодулятор $ДМ_1$, фильтр $Ф_1$ и $РУ$, предназначенное для записи X_1.

В передающем устройстве некоторых радиоизмерительных систем, например в системах космических кораблей, устанавливается запоминающее устройство $ЗУ$, предназначенное для запоминания измерительной информации в закодированной форме в течение времени, когда радиосвязь с Землей нарушается. При установлении связи $ЗУ$ подключается к передатчику, и вся запасенная в нем информация передается на Землю.

Системы с временным разделением каналов позволяют иметь свыше 200 каналов на одной несущей частоте.

ИИС типа ИВ-500. Данная система отечественного производства предназначена для контроля и управления технологическими процессами в энергетической, химической и других отраслях народного хозяйства и служит для повышения эффективности управления этими процессами. Она осуществляет следующие функции: измерение и контроль по вызову или по определенной программе всех контролируемых параметров; вычисление ряда коэффициентов и технико-экономических показателей, используемых оператором для управления процессом; математическую обработку данных контроля и выдачу результатов этой обработки в управляющую или вычислительную машину; позиционное регулирование любого параметра; периодическую цифровую регистрацию всех контролируемых параметров, а также цифровую регистрацию отклонений параметров от заданных пределов; выборочное измерение и графическую запись значений любых контролируемых параметров; автоматический контроль и сигнализацию неисправностей системы.

ИВ-500 построена по агрегатно-блочному принципу и комплектуется из отдельных устройств и блоков, что позволяет создавать в каждом конкретном случае наиболее рациональную систему.

Упрощенная структурная схема ИВ-500 приведена на рис. 27.6. Система работает по принципу обегающего контроля и измерения. Преобразователи $П_{40}$ при помощи коммутирующего устройства $КУ$ поочередно подключаются к устройству нормализации $УН$. Система имеет 12 коммутирующих устройств (на рис. 27.6 показано только одно), каждое из которых рассчитано на подключение 40 преобразователей десяти различных типов, входными сигналами которых являются постоянный или переменный ток или напряжение.

В $УН$ происходит линеаризация и приведение сигналов преобразователей к унифицированному сигналу $0 \div 10$ или $0 \div 5$ мА постоянного тока. С выхода $УН$ унифицированные сигналы поступают в устройство преобразования и сравнения $УПС$, где они преобразуются в цифровой код и сравниваются с установками допустимых значений. Последние для каждого параметра задаются в виде цифрового кода устройством формирования уставок $УФУ$ и синхронно с сигналом преобразователя подаются в устройство $УПС$. Из $УПС$ информация

передается на цифровые регистрирующие устройства $ЦРУ_1$, $ЦРУ_2$, на перфоратор *ПФ* и информационный экран *ИЭ*. *ЦРУ* представляют собой электрифицированные пишущие машинки: одна из них на специальной карте периодически регистрирует значения всех контролируемых параметров с указанием времени начала регистрации и номера точки (адреса); вторая — значения параметров, вышедших за пределы допустимых значений, с указанием номера точки и времени отклонения от нормы и возврата в норму. В перфораторе информация в виде кода записывается на перфоленту.

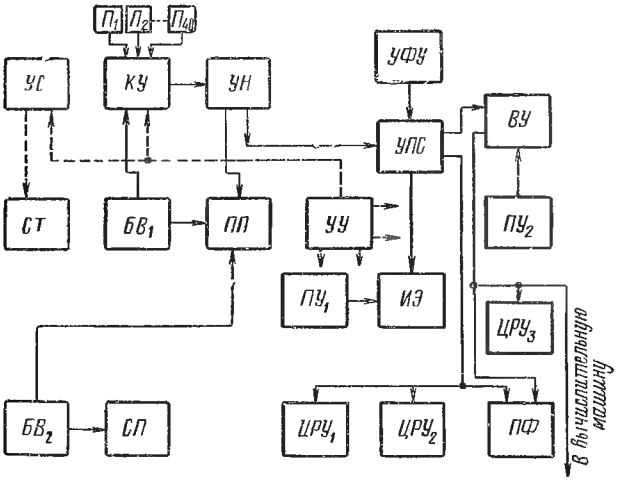


Рис. 27.6

На *ИЭ* располагаются световые и цифровые индикаторы. При отклонении параметра за пределы допустимого значения появляется световой мигающий сигнал, который сопровождается прерывистым звуковым сигналом — в случае предупредительной сигнализации — и непрерывным звуковым сигналом — при аварийной сигнализации. Там же имеется световой сигнал для сигнализации о неисправности устройств системы, сопровождаемый непрерывным звуковым сигналом. Оператор по вызову может получить на *ИЭ* в цифровом виде текущее значение любого параметра, значение уставки, а также адрес точки контроля и время. Управление *ИЭ* производится оператором через пульт управления $ПУ_1$.

Параллельно из *УПС* информация в виде цифрового кода поступает в вычислительное устройство *ВУ*, предназначенное для вычисления разного рода технологических и технико-экономических коэффициентов и показателей работы исследуемого объекта, используемых для оперативного управления объектом. Результаты вычислений передаются в регистрирующее устройство $ЦРУ_3$, подобное $ЦРУ_1$ и $ЦРУ_2$, на *ПФ*, а также в управляющую или вычислительную машину. Связь опера-

тора с вычислительным устройством осуществляется с помощью вспомогательного пульта управления $ПУ_2$.

С целью определения характера изменения контролируемых параметров во времени, дублирования измерения и возможности управления объектом в случае возникновения неисправности в системе сигналы преобразователей с *КУ* непосредственно (в случае постоянного тока) или через *УН* (в случае переменного тока) подаются на показывающие *ПП* и самопишущие *СП* измерительные приборы. Приборы *ПП* — многошкальные и представляют собой автоматические компенсаторы постоянного тока, снабженные механизмом автоматической смены шкал и градуировочных блоков, что позволяет измерять контролируемые параметры в соответствующих единицах.

Приборы *СП* представляют собой электронные автоматические мосты и осуществляют выборочную запись показаний *ПП*. Измерение и регистрация производятся по вызову оператора, осуществляемому вручную с помощью клавишных переключателей на блоках вызова $БВ_1$ и $БВ_2$. Рядом с клавишным переключателем на $БВ_1$ расположено световое табло, на котором для измеряемого параметра указывается его номер, наименование и значение уставок.

Устройство сигнализации *УС* предназначено для управления сигнализацией (сигнальное табло *СТ*) с сохранением в течение цикла обегания принятых команд от управляющего устройства *УУ*, которое служит для программного синхронного управления всеми устройствами системы.

Система рассчитана на контроль 480 параметров, время цикла опроса может изменяться ступенями по 5 с и равно 5÷60 с в соответствии с заданием оператора. Погрешность измерения: для преобразователей с выходным сигналом в виде постоянного тока ±0,6%; для преобразователей с выходным сигналом в виде переменного тока ±2,5% от номинального значения.

Литература

1. Метрологическая служба СССР. «Издательство стандартов», 1968.
2. В. Ю. Кончаловский [и др.]. Электрические измерительные преобразователи, «Энергия», 1967
3. В.В. Ковалевская, В М. Машенков. Энергетические измерительные преобразователи электрических величин. «Энергия», 1969.
4. ГОСТ 13034—67. Датчики с унифицированными выходными сигналами ГСП. Общие технические требования.
5. М. Ф. Маликов. Основы метрологии. Изд Комитета по делам мер и измерительных приборов при СМ СССР, 1949.
6. ГОСТ 13600—68. Государственная система обеспечения единства измерений. Средства измерений. Классы точности Общие требования.
7 ГОСТ 13216—67. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Надежность Общие технические требования и методы испытаний.
8. Г. Н. Новопашенный и П. В. Новицкий. Электронные измерительные приборы. «Энергия», 1966.
9. А. М. Туричин. Электрические измерения неэлектрических величин. «Энергия», 1966.
10. Л. А. Островский Основы теории электроизмерительных устройств. «Энергия», 1970.
11. Микропровод и приборы сопротивления. «Картя Молдовеняскэ», Кишинев: вып. I, 1962; вып. III, 1965; вып. IV, 1966; вып. V, 1967
12. А. Д. Нестеренко Основы расчета электроизмерительных схем уравновешивания. Изд-во АН. УССР, Киев, 1960.
13. А. Г. Алексеенко, Л. П. Степаненко. Основные тенденции производства и применения интегральных схем. «Приборы и системы управления». 1970, № 5.
14. Ф. Е. Темников. Автоматические регистрирующие приборы. «Машиностроение», 1968.
15. J.J. Hill and A. P. Muller. Seven-Decade Agjustable Ratio Inductivity Compled Voltage Divider with 0,1 Part Per Million Accuracy, JIEE, m. 10, 157, 1962.
16. К. С. Полулях. Электронные измерительные приборы «Высшая школа», 1966.
17. Л. Ф. Куликовский [и др.]. Гальванометрические компенсаторы. «Энергия», 1964.
18. Ю. В. Афанасьев. Феррозонды. «Энергия», 1969.
19. Г. С. Горелик. О некоторых нелинейных явлениях, происходящих при суперпозиции взаимно перпендикулярных магнитных полей. Изв. АН СССР, сер. физ. VIII, 1944, № 4
20. Ю. В. Афанасьев [и др.]. Магнитометрическая аппаратура космических станций «Луна-10», «Венера-4», «Космические исследования», Т. VI. Изд-во АН СССР. 1968, № 5.
21. Г К. Ягола [и др.]. Определение точного значения гиромагнитного отношения протона в сильных магнитных полях. «Измерительная техника», 1966, № 7.

22. Н. В. Студенцов [и др.], Измерение значения гиромагнитного отношения протона в слабом магнитном поле. «Измерительная техника», 1968, № 11

23. Б. М. Яновский Земной магнетизм, Т. 2. Изд. Ленинградского университета, 1963.

24. Магнитодиоды—полупроводниковые приборы с высокой магниточувствительностью. Изд. Ленинградского дома научно-технической пропаганды, 1964.

25. J. C. Sanchez. Semiconductor straingage Sensors. Inst. and Control System. T. 36, № 11, ч. I (стр. 117—120), 1963.

26. Д. И. Агейкин. Датчики контроля и регулирования. «Машиностроение», 1965.

27 И. И. Иванова. О погрешности магнитоупругих преобразователей. Труды ЛПИ им. М. И. Калинина, 1956, № 184.

28 М. М. Фетисов Выбор числа элементов пьезоэлектрических преобразователей. «Измерительная техника», 1969, № 1.

29. Г. М. Кондратьев. Об основных положениях теории регулярного режима. Труды ВНИИМ, вып. 4 (5а), 1947.

30. А. М. Левин Теоретические основы электрохимии. Металлургиздат, 1963.

31. Б. С. Брук. Полярографические методы. «Энергия», М-Л, 1965.

32. А. И. Гольша, В. В. Магалашвили. Уровень и тенденции развития отечественного и зарубежного аналитического приборостроения. «Приборы и системы управления», 1969, № 11.

33. Б. А. Лопатин. Кондуктометрия. Изд. Сиб. отд. АН СССР, Новосибирск, 1964.

34. М. В. Кулаков Технологические измерения и приборы для химических производств. «Машиностроение», 1965.

35. В. С. Боровков [и др.]. Электрохимические преобразователи информации. «Наука», 1966.

36. М. Л. Фиш. Химотронные приборы в автоматике. «Техника», Киев, 1967.

37. Г. А. Балл. Аппаратурный корреляционный анализ случайных процессов. «Энергия», 1968.

38. М. А. Земельман. «Измерительная техника», 1968, № 5.

39. Н. Н. Смирнов, И. В. Дудин-Барковский. Курс теории вероятностей и математической статистикн. «Наука», 1965.

40. А. Хильд. Математическая статистика с техническими применениями. ИЛ, 1965.

41. А. С. Немировский. Вероятностные методы в измерительной технике. Стандартгиз, 1964.

42. М. А. Земельман [и др.]. «Измерительная техника», 1969, № 1, 2, 3.

43. А. Ф. Куликовский. А М. Мелик-Шахназаров. Компенсаторы переменного тока. Изд. ГЭИ, 1960.

44. Т М. Алиев [и др]. Автоматические компенсационные устройства переменного тока. Азербайдж. гос. изд-во, 1965.

45. Т. Б. Рождественская. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Стандартгиз, 1964.

46. К. Б. Карандеев. Специальные методы электрических измерений Изд. ГЭИ, 1963.

47. В. О. Арутюнов. Электрические измерительные приборы и измерения. Изд. ГЭИ, 1958.

48. Курс электрических измерений Под ред. В. Т. Прыткова и А. В. Талицкого. Ч. I и II. Изд. ГЭИ, 1960.

49. В И. Чечерников Магнитные измерения. Изд МГУ, 1969.

50. Е. Т. Чернышев и Е. Н. Чечурина. Государственные эталоны магнитных величин и средства передачи значений единиц потребителям. «Измерительная техника», 1967, № 11.

51. Н В. Студенцов. Меры основных магнитных величин и методика определения их значения. Изд. общественного института НТО приборостроительной промышленности, 1965.

52. Э. Х. Ленц и Б. С. Якоби. О законе электромагнита. Pogg. Ann, 1839.
53. А. Г. Калашников. Флюксметр. Изд. АН СССР, 1949.
54. В. И. Зайцев [и др.]. Методы и аппаратура для исследования стабильности и температурных коэффициентов постоянных магнитов и систем с постоянными магнитами. Труды метрологических институтов СССР. Вып. 95 (155). Стандартгиз, 1967.
55. Г. К. Ягола, Ю. Г. Агбалян Методы измерения магнитной индукции сильных магнитных полей. «Измерительная техника», 1967, № 2.
56. Е. Н. Чечурина. Приборы для измерения магнитных величин. «Энергия», 1969.
57. B. D. Josephson. Phys Letters. T 1 (стр. 251), 1962; Rev. mod. Phys, m. 36, 216, 1964.
58. М. А Розенблат. Коэффициенты размагничивания стержней высокой проницаемости. «Журнал технической физики», XXIV, вып. 4, 1954.
59. С. Т. Усатенко, Н. Е. Февралева. Погрешности измерения индукции магнитнотвердых материалов при расположении измерителей в зазорах наконечников. «Повышение точности и автоматизации электрических и магнитных измерительных устройств». «Наукова Думка», Киев, 1968.
60. H. Capptuler. Vollautomatisches Magnetwerkstoff — Prüfgerät mit Analog — Degital Wandler, Zeit. Jnstrum, 1962, m. 70, № 11.
61. Д. И. Зорин [и др.]. Пути автоматизации измерительных устройств для определения магнитных характеристик ферромагнитных материалов. Труды Метрологических институтов СССР. Вып. 95 (155). Стандартгиз, 1967.
62. А. Н. Ясенский. Об одном методе построения автоматической аппаратуры для измерения статических магнитных характеристик магнитных материалов. Материалы к третьему Научно-техническому совещанию по проблемам магнитных измерений и магнитоизмерительной аппаратуры. Изд. ЛОНТО приборопром, Л, 1968.
63. Е. Т. Чернышев [и др.]. Магнитные измерения. Стандартгиз, 1969.
64. И. И. Кифер. Испытания ферромагнитных материалов. «Энергия», 1969.
65. В. Ф. Петроченко. Измеритель магнитной проницаемости (μ-метр) с непосредственным отсчетом. «Автоматика», Киев, 1957, № 1.
66. А И. Пирогов, Ю. М. Шамаев. Магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. «Энергия», 1967.
67 Ю. В. Картавых, Т. К. Кракау. Аппаратура для определения характеристик малогабаритных ферромагнитных сердечников из материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. Труды Метрологических институтов СССР Вып. 95 (155). Стандартгиз, 1967.
68. Г. Д. Крысенко. Управление реактивными снарядами Оборонгиз, 1960.
69. I. Beams [и др.]. Весы с магнитной подвеской. Rev. Sc. Jnst, m 26, 1955, № 2.
70. И. А. Горенштейн [и др.]. Инерциальная навигация. «Советское радио», 1962.
71. А. Д. Бродский. Новые методы измерения низких температур, Стандартгиз, 1962.
72. Н. И. Топерверх и М. Я. Шерман. Измерительные и регулирующие приборы на металлургических заводах. Металлургиздат, 1951.
73. Е. А. Дроздов, А Ц. Пятибратов. Автоматическое преобразование и кодирование информации. «Советское радио», 1964.
74. П. П. Орнатский. Автоматические измерительные приборы, «Техника», Киев, 1965.
75. И. Ф. Клисторин. Цифровые вольтметры действующих значений. Автометрия, 1966, № 2.
76. В. Н. Хлистунов. Основы цифровой электроизмерительной техники. «Энергия», 1966.
77. В. Н. Хлистунов. Цифровые электроизмерительные приборы «Энергия», 1967.

78. Б. И. Швецкий Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. «Техника», 1964.

79 Труды Московского ордена Ленина энергетического института. Под ред. Темникова Ф. Е. Вып 2. Проблема центротехники, 1963

80 И. М. Шенброт. Централизованный контроль технических процессов. Изд. ГЭИ, 1961.

81 И. М. Шенброт. Машины централизованного контроля. «Энергия», 1966.

82 Автоматизация радиоизмерений. Под ред. Балашова В. П «Советское радио», 1966

83 А. В. Фремке. Телеизмерения. «Высшая школа», 1968.

84 А. А. Харкевич. Борьба с помехами. «Наука», 1965

85. Б. В. Анисимов, В Н Четвериков. Основы теории и проектирования цифровых вычислительных машин. «Высшая школа», 1970.

86. Н. Н. Савета. Быстродействующие печатающие устройства, Машгиз, 1965.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие 3

Глава I. Введение в измерительную технику (Е. Г. Шрамков)

§ 1.1. Научное и техническое содержание электроизмерительной техники 5

§ 1.2. Краткий исторический очерк развития электроизмерительной техники 13

§ 1.3. Электроизмерительная техника в народном хозяйстве и поддержание единства измерений в СССР и в международном масштабе 20

Часть первая

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Глава II. Классификация измерений, методов и средств измерений (Е. Г. Шрамков)

§ 2.1. Классификация измерений 23

§ 2.2. Классификация методов измерений 24

§ 2.3. Классификация средств электрических измерений . . . 27

Глава III. Основные свойства средств измерений (Е. Г. Шрамков, М. М. Фетисов) . . . . . .

§ 3.1. Общие соображения 36

А. Статические характеристики и параметры средств измерений

§ 3.2. Уравнение преобразования 37

§ 3.3. Чувствительность 38

§ 3.4. Погрешности 41

§ 3.5. Обобщенные сопротивления. Потребляемая мощность 48

§ 3.6. Быстродействие 50

§ 3.7. Надежность 51

§ 3.8. Экономичность 52

Б. Динамические характеристики и параметры средств измерений

§ 3.9. Методы оценки средств измерений в динамическом режиме 52

§ 3.10. Свойства дифференцирующего преобразователя 54

§ 3.11. Свойства интегрирующего преобразователя 57

§ 3.12. Свойства колебательного преобразователя 61

Стр

§ 3.13. Методы коррекции динамических погрешностей преобразователей 67

Глава IV. Элементы, отсчетные и регистрирующие устройства средств измерений

А. Электрические меры и параметрические элементы цепей средств измерений (Д. И. Зорин, К. П. Дьяченко)

§ 4.1. Общие соображения 69
§ 4.2. Резисторы 69
§ 4.3. Электрические конденсаторы 72
§ 4.4. Катушки индуктивности и взаимной индуктивности . 73
§ 4.5. Нормальный элемент 75
§ 4.6. Стабилизаторы напряжения 76
§ 4.7. Микроэлектроника в электроизмерительных приборах и устройствах (В. С. Гутников) 78

Б. Отсчетные и регистрирующие устройства средств измерений (П. Д. Пресняков)

§ 4.8. Отсчетные устройства аналоговых приборов 80
§ 4.9. Отсчетные устройства цифровых приборов 82
§ 4.10. Способы регистрации и регистрирующие устройства 83

Часть вторая

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

РАЗДЕЛ А. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Глава V. Электромеханические измерительные преобразователи (П. Д. Пресняков)

§ 5.1. Принцип устройства измерительных механизмов . . . 88
§ 5.2. Общие выражения для вращающего момента, для уравнения преобразования и чувствительности 90
§ 5.3. Успокоители 91
§ 5.4. Разновидности ИМ 92
§ 5.5. Методика анализа свойств ИМ 100
§ 5.6. Астатические ИМ 101
§ 5.7. Логометрические ИМ — логометры 102
§ 5.8. Интегрирующие ИМ 103
§ 5.9. Обратные электромеханические преобразователи . . 104

Глава VI. Электрические измерительные преобразователи (Д. И. Зорин, К. П. Дьяченко, Г. Н. Новопашенный, Л. А. Островский)

§ 6.1. Виды преобразователей 106
§ 6.2. Добавочные резисторы 106
§ 6.3. Шунты 108
§ 6.4. Делители напряжения 110
§ 6.5. Измерительные трансформаторы 115
§ 6.6. Термоэлектрические преобразователи 119
§ 6.7. Измерительные выпрямители 123

Стр

§ 6.8. Электронные усилители 129
§ 6.9. Гальванометрические усилители 131

Глава VII. Магнитные преобразователи (Е. Г. Шрамков, С. А. Спектор)

§ 7.1. Классификация 135
§ 7.2. Индукционные преобразователи 137
§ 7.3. Ферроиндукционные преобразователи 145
§ 7.4. Квантовые преобразователи 150
§ 7.5. Гальваномагнитные преобразователи 158
§ 7.6. Магнитомеханические преобразователи 165

РАЗДЕЛ Б. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Глава VIII. Резистивные преобразователи (М. М. Фетисов)

§ 8.1. Реостатные преобразователи 167
§ 8.2. Тензочувствительные преобразователи (тензорезисторы) (М. М. Фетисов, И. В. Щеголева) 169

Глава IX. Электромагнитные преобразователи

§ 9.1. Индуктивные и взаимоиндуктивные (трансформаторные) преобразователи (М. М. Фетисов, Е. С. Левшина) 175
§ 9.2. Магнитоупругие преобразователи (М. М. Фетисов, И. И. Иванова) 182
§ 9.3. Индукционные преобразователи (М. М. Фетисов) . . . 186

Глава X. Электростатические преобразователи (М. М. Фетисов)

§ 10.1. Пьезоэлектрические преобразователи 190
§ 10.2. Емкостные преобразователи 196

Глава XI. Тепловые преобразователи (М. М. Фетисов)

§ 11.1. Общие соображения 204
§ 11.2. Термоэлектрические преобразователи 205
§ 11.3. Терморезисторы 208
§ 11.4. Преобразователи термометров сопротивления 211

Глава XII. Электрохимические преобразователи (С. А. Спектор)

§ 12.1. Основы принципа действия электрохимических преобразователей 214
§ 12.2. Гальванические преобразователи 216
§ 12.3. Резистивные электрохимические преобразователи . . . 218
§ 12.4. Кулонометрические преобразователи 220
§ 12.5. Химотронные преобразователи 224

Часть третья

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Глава XIII. Погрешности измерений и методы обработки результатов измерений (С. А. Спектор)

§ 13.1. Общие соображения. Классификация погрешностей . 228
§ 13.2. Систематические погрешности и методы их исключения 231

Стр.

§ 13.3. Случайные погрешности и методы обработки результатов измерений 234
§ 13.4. Суммирование погрешностей 241

Глава XIV. Измерение напряжения, э. д. с., тока и количества электричества (П. Д. Пресняков, Д. И. Зорин)

§ 14.1. Общие вопросы измерения напряжения, э. д. с., тока и количества электричества 245
§ 14.2. Некоторые разновидности амперметров и вольтметров 248
§ 14.3. Счетчики количества электричества 250
§ 14.4. Высокочувствительные приборы отклонения 250
§ 14.5. Приборы сравнения для измерения напряжения и тока 256
§ 14.6. Измерение очень малых и весьма больших токов 263

Глава XV. Измерение параметров электрических цепей (Е. Г. Шрамков, Д. И. Зорин)

§ 15.1. Общие соображения 268

А. Измерение сопротивления постоянному току

§ 15.2. Приборы непосредственной оценки 269
§ 15.3. Методы и приборы сравнения 271
§ 15.4. Косвенные методы измерений 278

Б. Измерение параметров цепей переменного тока

§ 15.5. Приборы непосредственной оценки — фарадаметры и генриметры 280
§ 15.6. Методы и приборы сравнения 280
§ 15.7. Косвенные методы измерений полных сопротивлений и их составляющих 288

Глава XVI. Измерение мощности и энергии (Л. А. Островский)

§ 16.1. Аналитические выражения мощности как основа методов измерений мощности и энергии 290

А. Измерение мощности и энергии в цепях постоянного и однофазного тока

§ 16.2. Электродинамические ваттметры 292
§ 16.3. Ферродинамические ваттметры 293
§ 16.4. Ваттметры с квадраторами 294
§ 16.5. Ваттметры с преобразователями Холла 295
§ 16.6. Компараторы мощности 295
§ 16.7. Косвенные методы измерений мощности 296
§ 16.8. Счетчики энергии переменного тока 297
§ 16.9. Счетчики энергии постоянного тока 300

Б. Измерение активной мощности и энергии в трехфазных цепях

§ 16.10. Методы измерения. Трехфазные ваттметры и счетчики 301

В. Измерение реактивной мощности и энергии и коэффициента мощности

§ 16.11. Общие соображения об измерении реактивной мощности и энергии 303

Стр.

§ 16.12. Измерение реактивной мощности и энергии в трехфазных цепях 304
§ 16.13. Измерение коэффициента мощности 306

Г. Применение измерительных трансформаторов с ваттметрами и счетчиками

§ 16.14. Схемы включения и погрешности, вносимые трансформаторами 306

Глава XVII. **Регистрирующие измерительные приборы (П. Д. Пресняков)**

§ 17.1. Общие соображения 308

А. Самопишущие приборы

§ 17.2. Виды приборов 308

Б. Осциллографы

§ 17.3. Общие соображения 311

а. Электромеханические светолучевые осциллографы

§ 17.4. Принцип устройства 311
§ 17.5. Вибраторы 312
§ 17.6. Отметчики времени 314
§ 17.7. Устройство промышленных типов осциллографов . . 314
§ 17.8. Выбор вибраторов и их градуировка 317

б. Электроннолучевые осциллографы

§ 17.9. Принцип действия электроннолучевой трубки 318
§ 17.10. Развертки 319
§ 17.11. Структурная схема осциллографа 321
§ 17.12. Свойства и применение осциллографа 321
§ 17.13. Особенности устройства импульсного осциллографа 322
§ 17.14. Электроннолучевой осциллограф с фотозаписью и механической разверткой во времени 323

Глава XVIII. **Измерение частоты, разности фаз и анализ кривых переменного тока (Г. Н. Новопашенный, М. М. Фетисов, Д. И. Зорин)**

А. Измерение частоты

§ 18.1. Общие соображения 324
§ 18.2. Приборы непосредственной оценки 326
§ 18.3. Методы и приборы сравнения 329

Б. Измерение разности фаз

§ 18.4. Общие соображения 332
§ 18.5. Определение разности фаз путем наблюдения и фиксации исследуемых процессов во времени 332
§ 18.6. Измерение разности фаз между током и напряжением 333
§ 18.7. Измерение разности фаз между двумя напряжениями 335
§ 18.8. Метод сравнения 336

В. Анализ кривых переменного тока

Стр
§ 18.9. Общие соображения 339
§ 18.10. Анализаторы гармоник 339
§ 18.11. Измерители нелинейных искажений 341

Часть четвертая

МАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Глава XIX. **Измерение параметров магнитного поля (Е. Г. Шрамков)**

А. Введение

§ 19.1. Основные задачи магнитных измерений 343
§ 19.2. Метрологическая основа магнитных измерений 345
§ 19.3. Общие соображения о методах и средствах магнитных измерений 348

Б. Измерение магнитного потока в постоянном магнитном поле

§ 19.4. Индукционно-импульсный метод непосредственной оценки 350
§ 19.5. Нулевой индукционно-импульсный метод 356
§ 19.6. Погрешности измерения потока индукционно-импульсным методом 357

В. Измерение магнитного потока в переменном магнитном поле

§ 19.7. Индукционный метод 358

Г. Определение плотности магнитного потока (индукции)

§ 19.8. Применение индукционных преобразователей 360
§ 19.9. Экспериментальное определение напряженности поля 361
§ 19.10. Тесламетры с преобразователем Холла 361
§ 19.11. Тесламетры с преобразователем ядерного магнитного резонанса (ЯМР) 363
§ 19.12. Магнитные компараторы 364
§ 19.13. Тесламетры, использующие эффекты сверхпроводимости 367

Глава XX. **Измерение магнитных характеристик магнитных материалов (Е. Г. Шрамков)**

А. Некоторые сведения о магнитных характеристиках материалов

§ 20.1. Общие соображения 370
§ 20.2. Статические характеристики 371
§ 20.3. Динамические характеристики 376

Б. Магнитные цепи, намагничивающие устройства и образцы для испытания

§ 20.4. Общие положения 379
§ 20.5. Разомкнутая магнитная цепь 380
§ 20.6. Замкнутая магнитная цепь только из испытуемого материала 381
§ 20.7. Замкнутая магнитная цепь с прямолинейным образцом и ферромагнитным ярмом — пермеаметр 383
§ 20.8. Источники систематических погрешностей общего характера при определении магнитных характеристик 385

В. Определение статических магнитных характеристик

Стр.

§ 20.9. Общие соображения 387
§ 20.10. Индукционно-импульсный метод определения кривых намагничивания 389
§ 20.11. Испытания образцов в разомкнутой магнитной цепи 392
§ 20.12. Установки, выпускаемые промышленностью СССР . . 393
§ 20.13. Автоматизация измерений при определении статических характеристик 394

Г. Определение динамических характеристик
§ 20.14. Общие соображения 397

а. Определение основных динамических кривых намагничивания
§ 20.15. Применение вольтметров и амперметров 398
§ 20.16. Применение компенсаторов переменного тока 400

б. Определение динамических петель перемагничивания
§ 20.17. Применение электронного осциллоскопа (осциллографа) 401
§ 20.18. Применение вольтметров с управляемыми выпрямителями 403

в. Определение комплексной магнитной проницаемости
§ 20.19. Применение мостовых цепей и вычислительных устройств 404

г. Определение потерь
§ 20.20. Определение потерь ваттметром 405
§ 20.21. Определение потерь компенсатором 407
§ 20.22. Определение потерь мостом 407
§ 20.23. Определение магнитных характеристик материалов при импульсном намагничивании 408
§ 20.24. Средства измерений для определения динамических характеристик, изготовляемые промышленностью СССР 411

Часть пятая

ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ

Глава XXI. **Измерение угловых и линейных размеров (П. В. Новицкий)**

§ 21.1. Общие соображения 413
§ 21.2. Измерение угловых размеров 415
§ 21.3. Измерение расстояний 417
§ 21.4. Измерение уровней 419
§ 21.5. Измерение размеров в машиностроении 421

Глава XXII. **Измерение механических усилий, давлений и напряжений (П. В. Новицкий)**

§ 22.1. Общие соображения 424
§ 22.2. Измерение усилий 428
§ 22.3. Измерение давлений 430
§ 22.4. Измерение усилий методом уравновешивания 432

Стр

§ 22.5. Цифровые приборы для измерения усилий 434

Глава XXIII. Измерение параметров движения (П. В. Новицкий)

§ 23.1. Общие соображения 438
§ 23.2. Измерение пути, скорости и расхода 440
§ 23.3. Измерение параметров вибраций и постоянных ускорений 445

Глава XXIV. Измерение температур (И. А. Зограф, П. В. Новицкий, М. М. Фетисов)

§ 24.1. Общие соображения 450
§ 24.2. Контактные методы измерения низких и средних температур 450
§ 24.3. Контактные методы измерения высоких температур 454
§ 24.4. Бесконтактные методы измерения средних и высоких температур 455

Глава XXV. Измерение состава и концентрации вещества (С. А. Спектор)

§ 25.1. Общие соображения 462
§ 25.2. Электрохимические методы 462
§ 25.3. Ионизационные методы 466
§ 25.4. Спектрометрические методы 468
§ 25.5. Тепловые, магнитные и емкостные методы 472
§ 25.6. Хроматографический метод 474

Часть шестая

ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Глава XXVI. Цифровые измерительные приборы (Д. И. Зорин, С. А. Спектор)

§ 26.1. Основные определения 475
§ 26.2. Системы счисления 477
§ 26.3. Дешифраторы 479
§ 26.4. ЦИП пространственного кодирования 480
§ 26.5. ЦИП время- и частотно-импульсного кодирования . . 482
§ 26.6. ЦИП дискретного уравновешивания 488

Глава XXVII. Информационно-измерительные системы (К. П. Дьяченко, Г. Н. Новопашенный)

§ 27.1. Общие сведения 494
§ 27.2. Основные узлы ИИС 499
§ 27.3. Примеры выполнения ИИС 501
Литература 508

Дьяченко Ксения Прокопьевна, Зорин Дмитрий Иванович, Новицкий Петр Васильевич, Новопашенный Гелий Николаевич, Островский Лев Александрович, Пресняков Павел Дмитриевич, Спектор Самуил Абрамович, Фетисов Михаил Михайлович, Шрамков Евгений Георгиевич

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ
СРЕДСТВА И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ
(общий курс)

Редактор В. А. Титова
Художник В. З. Казакевич
Художественный редактор Н. К. Гуторов
Технический редактор А. К. Нестерова
Корректор А. Д. Афиногенова

Т 08983. Сдано в набор 22/XII 1971 г. Подп. к печати 7/VII 1972 г.
Формат 60×90 1/16 Объем 32.5 печ. л. Уч.-изд. л. 31,89
Изд. № СТД—118 Тираж 52 000 экз. Цена 1 р. 28 к
План выпуска литературы для вузов и техникумов издательства «Высшая школа» на 1972 г. Позиция № 91
Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14, Издательство «Высшая школа»

Московская типография № 4 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Б. Переяславская, 46. Зак. 681